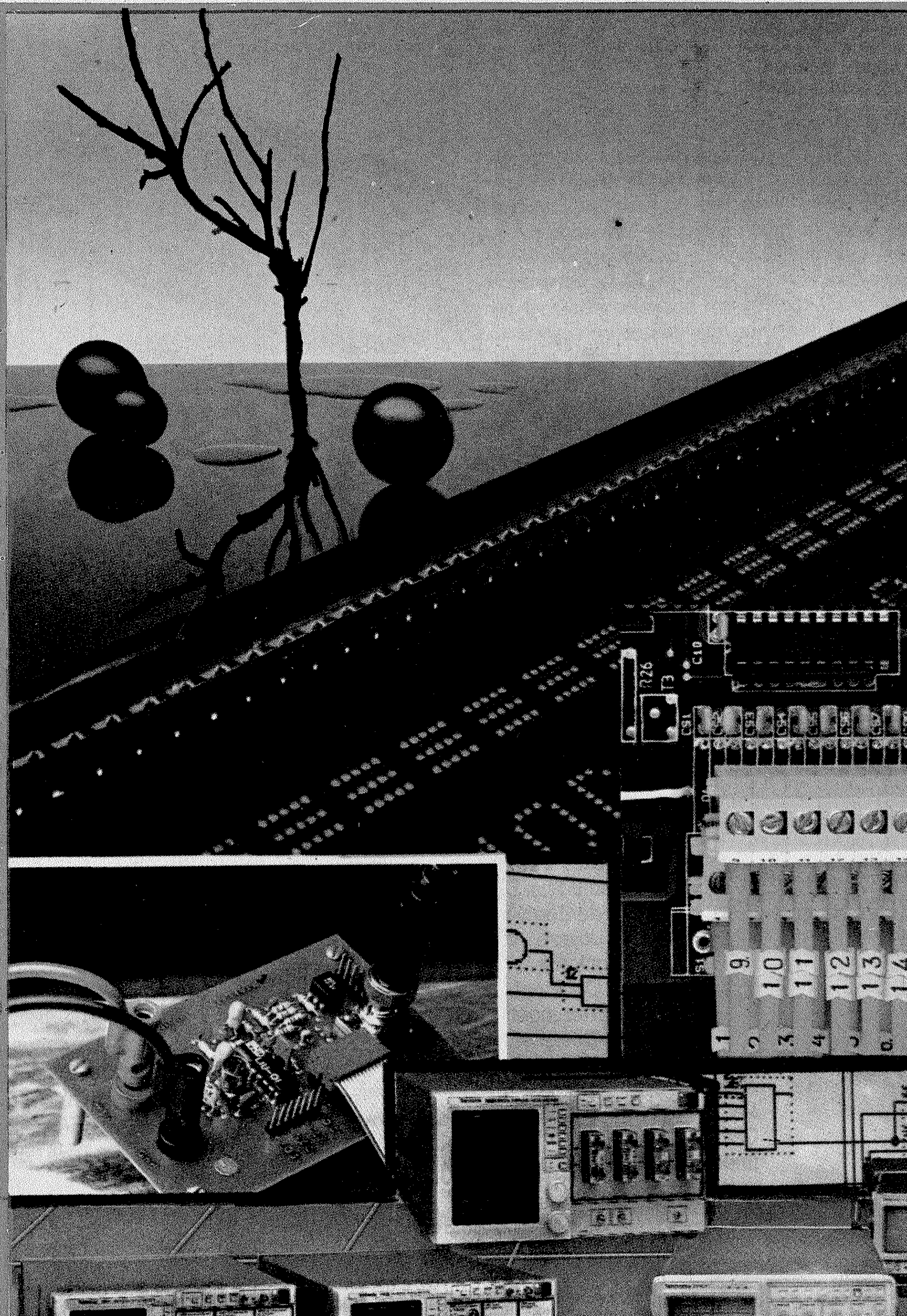
Tehnium

ANUL XXI — NR. 247 **6/1991**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059

PREȚUL 15 LEI

DECODOR D2 MAC

(URMARE DIN NR. TRECUT)

DMA2270 este „inima" decodorului și organizarea sa internă este reprezentata în figura 5 (se pastreaza formularea originala considerata de producator a subblocurilor funcționale deoarece în limba romăna nu sînt termeni consacrați descrierii funcției lor).

Acest circuit trateaza semnalul D2 MAC digitizat, furnizat de C.I.-ul VCU2133. Semnalele de luminanța și crominanța sînt reconvertite apoi de același VCU2133. Semnalele numerice audio sînt prelucrate de C.I.-ul AMU2485, capabil a furniza patru cai audio de calitate medie, cu posibilitatea mixarii acestora.

Pentru a înțelege corect funcționarea lui DMA2270 este bine sa facem referiri separate la cele trei funcțiuni de baza îndeplinite:

a) generator de tact (Fclk) și recuperarea datelor;

b) prelucrare video;

c) prelucrare audio.

a) Circuitul convertește semnalul furnizat de VCU2133 din cod Gray în cod binar pur.

Nivelurile de alb și negru citite în linia 624 sînt masurate automat, iar nivelurile determinate sînt transmise interfeței IM ce stabilește comunicarea cu celelalte circuite.

Controlul fazarii corecte a ceasului principal cu datele codate în binar este exercitat prin coincidența a doua cuvinte de 8 biți prelucrate de procesor, ce acționeaza asupra VCXO din circuitul MCU2632 la pinii 25 și 26. Astfel vom avea, în faza cu fluxul de date la 10,25 Mbits/s, un semnal de ceas (pin 60), un semnal de sincronizare (pin 58) și un semnal TELETEXT (pin 57). De asemenea vom observa la o funcționare corectă:

— pin 59 — semnal codat duobinar;

— pin 50 — furnizează semnal SANDCASTLE;

— pin 51 — idem pin 50;

— pin 53 — ieșire sincro compozit (sincronizare pozitiva).

b) DMA2270 trateaza semnalul D2 MAC în banda de baza — digitizat de VCU2133 — cu frecvența de 20,25 MHz. Pentru decomprimarea semnalelor de luminanța și crominanța, eșantioanele sînt stocate într-un RAM intern la frecvența de 20,25 MHz și apoi citite la 13,5 MHz — luminanța, respectiv 6,75 MHz — crominanța.

c) Prelucrarea sunetului și a datelor se face cu un semnal de ceas de 10,25 MHz. Separarea diferitelor cai audio se face prin decodarea cîmpurilor de adrese aflate la debutul celor 99 de biți din fiecare linie TV.

Utilizatorul poate programa pînă la 4 numarul căilor audio aflate simultan în recepție.

Căile audio de medie calitate sînt eșantionate cu 32 kHz, dar interpolarea lor se realizează în circuitul AMU2485.

Detecția erorilor de eșantionare în DMA2270 se face utilizînd un cod de tip Hamming; eșantioanele care nu se pot corija sînt considerate eronate, fiind eliminate și înlocuite cu un eșantion provenit din interpolarea a doua linii succesive semnalului ce a generat eroarea. Stocarea eșantioanelor se face exterior într-un RAM dinamic 64 K.

Magistrala de date BUS S permite trecerea datelor audio dinspre procesorul ce le extrage — DMA2270 — spre cel ce le prelucreaza — AMU2485. Se disting trei linii:

— linia CLOCK;

— linia de identificare;

— linia de date.

Circuitul de prelucrare audio este un procesor ce operează în timp real și poartă indicativul AMU2485.

Acest circuit, realizat în tehnologie NMOS, cuprinde două părți distincte, așa după cum reiese și din figura 6: circuite intrare/ieșire și prelucrarea propriu-zisă a semnalului numeric primit pe BUS S. Programul de tratare a datelor primite este conținut de cip, însă pe magistrala BUS IM se pot controla anumiți parametri, modificabili, din AMU2485 (dezaccentuare, mixarea căilor, comandă volum etc.).

Semnalul de ceas injectat la pinul 13 depinde de standardul prelucrat; în cazul D2 MAC vom avea 18,432 MHz.

Dezaccentuările de tip „J 17" sau „50 μs" nu necesită rețele speciale, totul făcîndu-se prin tratare numerică (vezi figura 7 pentru J 17).

Două filtre de supraeșantionare pentru canalele audio 3 și 4 permit mixarea căilor de medie calitate cu cele HI-FI. Acestea sînt filtre de tip CAUER de ordin 3, avînd o atenuare în afara benzii de 40 dB, iar răspunsul în frecvență este prezentat în figura 8.

Pentru a se compensa atenuarea de cca 4 dB datorată convertoarelor D/A, semnalele sînt preaccentuate conform unei legi sinx/x. Aspectul curbei se observă în figura 9. Această funcție este menținută permanent în funcțiune, neputînd fi șuntată.

În cazul D2 MAC dezaccentuarea de 50 μs, aflată la ieșirea circuitului AMU2485 — rețea RC —, va trebui să fie precompensată pentru asigurarea unei compatibilități în funcționare. Aspectul curbei de preaccentuare se poate observa în figura 10.

În figura 11 se prezintă organizarea internă a C.I.-ului VCU2133. Acesta este destinat conversiei analogic-numerice în 7 biți a unui semnal de bază. După prelucrări exterioare, același circuit asigură conversia semnalelor numerice — luminanță, crominanță — în semnale analogice R,G,B. Dintre caracteristicile mai importante vom enumera cîteva.

Semnalul video ce va fi tratat intră în circuit — convertizorul A/D — la pinii 35 și 37. Se va reține că VCU2133 este adresat prin DMA2270.

Remarcăm că în tehnologia de fabricație a acestui cip, convertizoarele A/D sînt de tip „FLASH", conținînd cîte 2^7 comparatoare, deosebit de dificil de realizat practic și care asigură o rezoluție de $^1/_2$ LSB la 8 biți.

Ieșirea din convertorul A/D spre DMA2270 este paralelă, iar codarea în cod GRAY.

Convertoarele D/A sînt de tip clasic: rețea R-2R...

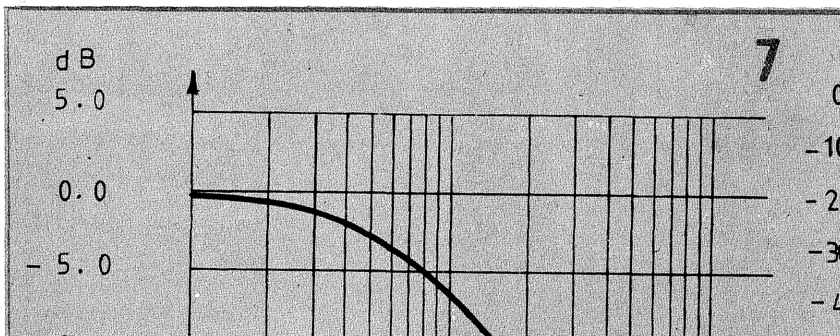
Semnalele luminanță și diferență de culoare (digitizate) sînt dematriciate și se obțin semnalele R,G,B. Cele trei amplificatoare de ieșire sînt, de fapt, convertizoare de impedanță ce necesită intercalarea unor etaje tampon în cazul atacării unor intrări video — 75 Ω.

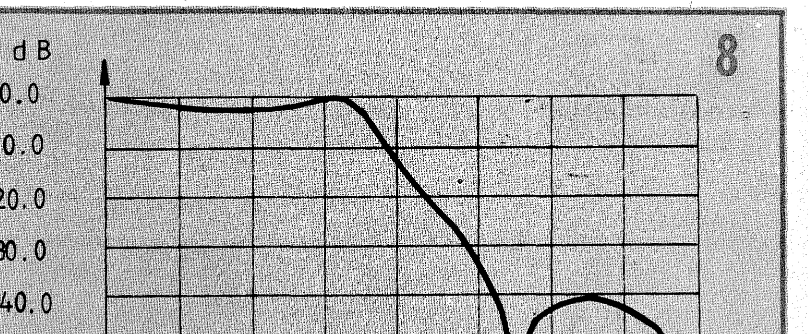
Circuitul MCU2632 a cărui structurare internă se observă în figura 12 este un oscilator cu cuarț, mai precis, VCXO-ul amintit mai sus. De asemenea, de la acest circuit pleacă toate semnalele CLOCK necesare decodorului. La ieșirea din C.I., forma semnalului este TRAPEZOIDALĂ pentru a se limita apariția armonicelor.

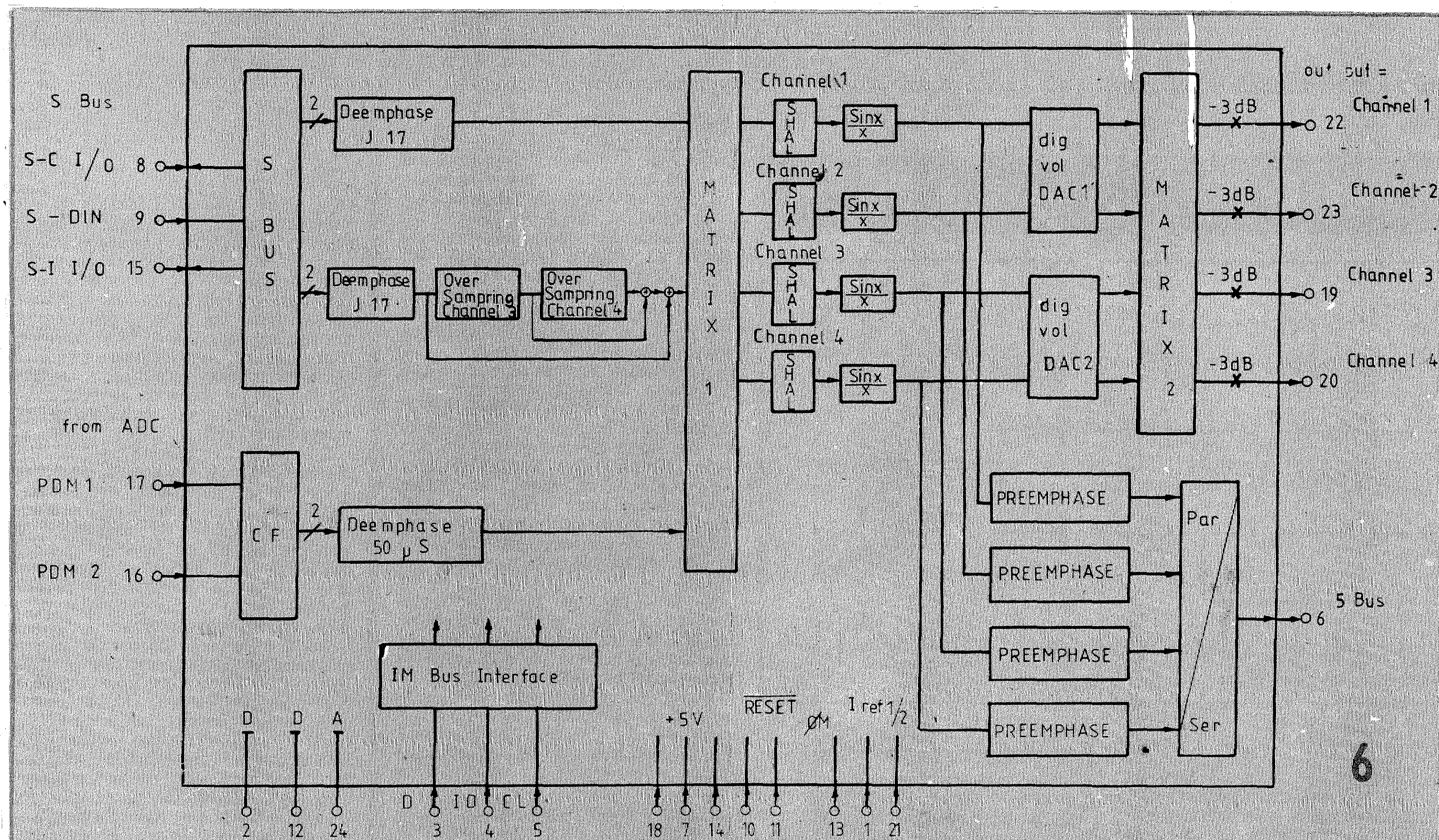
Funcționarea acestui circuit este controlată și deci corectată cînd este nevoie prin intermediul magistralei de date BUS IM.

După această prezentare succintă a principalelor C.L.-uri ce intră în componența decodorului D2 MAC, vom analiza schema electrică propriu-zisă într-un articol viitor.

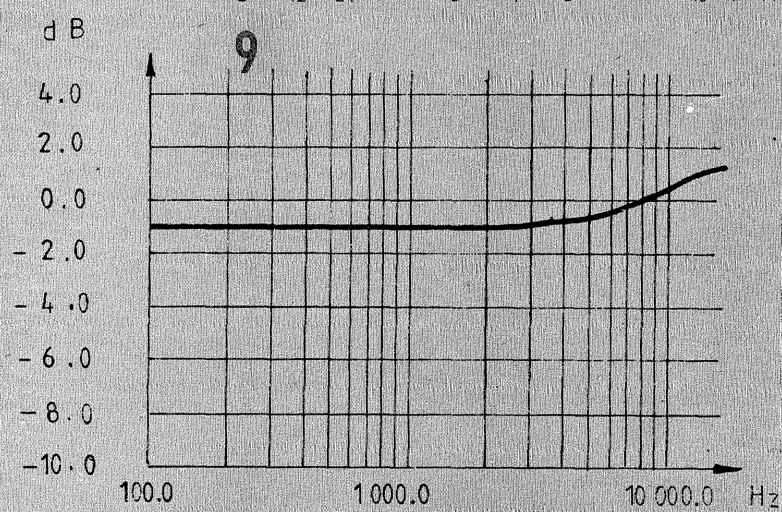
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



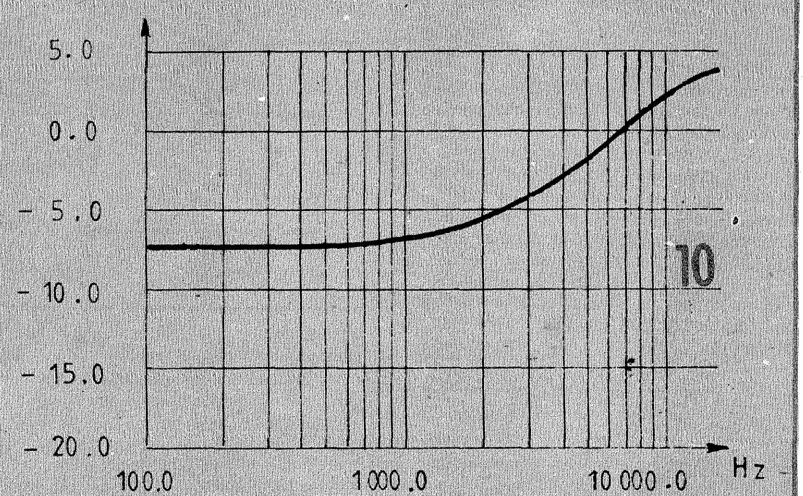



S Bus
S-C I/O 8
S - DIN 9
S-I I/O 15
S BUS
Deemphase J 17
Over Sampring Channel 3
Over Sampring Channel 4
from ADC
PDM 1 17
PDM 2 16
C F
Deemphase 50 μS
MATRIX 1
Channel 1
Channel 2
Channel 3
Channel 4
SHAL
Sinx/x
dig vol DAC1
dig vol DAC2
MATRIX 2
-3dB
output =
Channel 1 22
Channel 2 23
Channel 3 19
Channel 4 20
PREEMPHASE
Par
Ser
5 Bus 6
IM Bus Interface
D D A
D ID CL
+5V
RESET
ØM
I ref 1/2
2 12 24 3 4 5 18 7 14 10 11 13 1 21

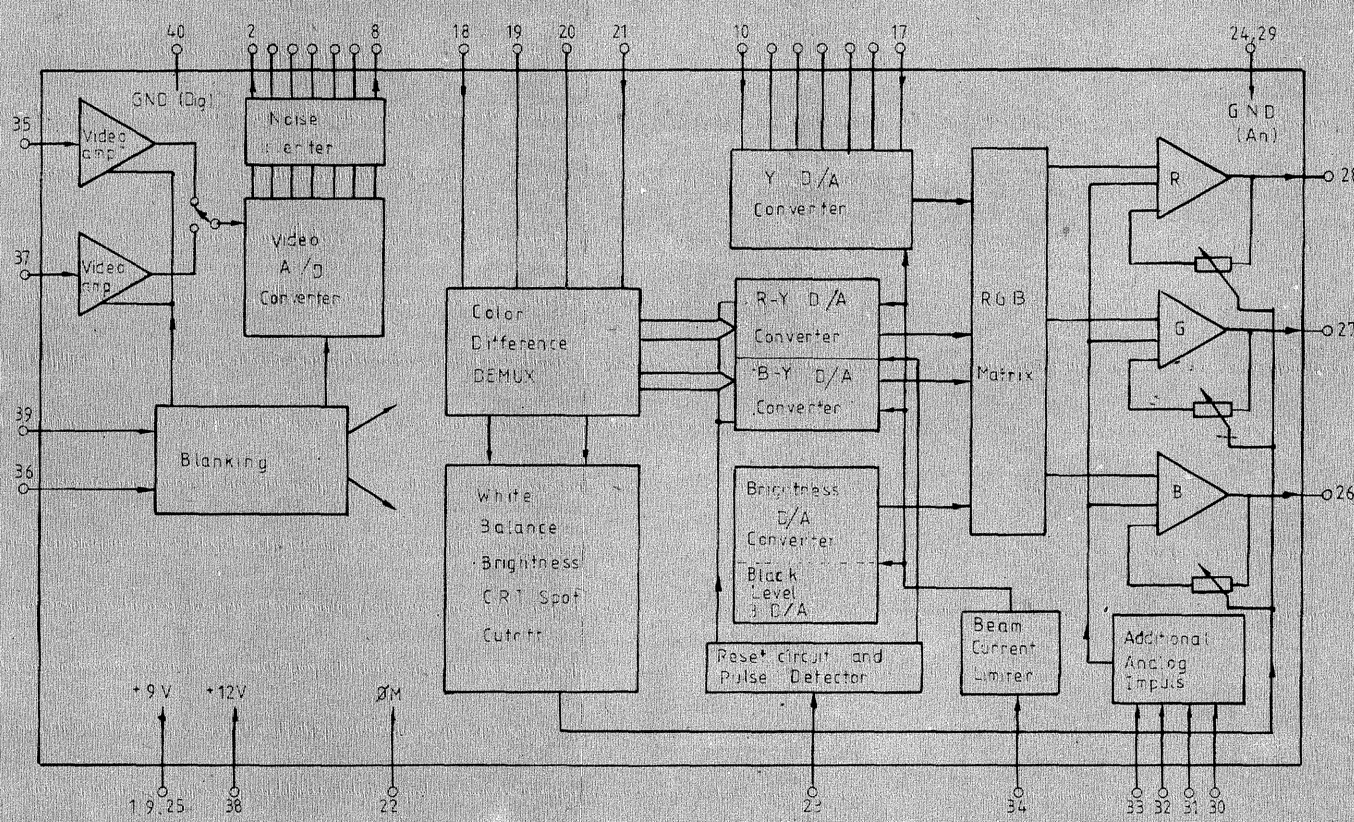
6


dB
4.0
2.0
0.0
- 2.0
- 4.0
- 6.0
- 8.0
-10.0
100.0
1000.0
10 000.0
Hz

9

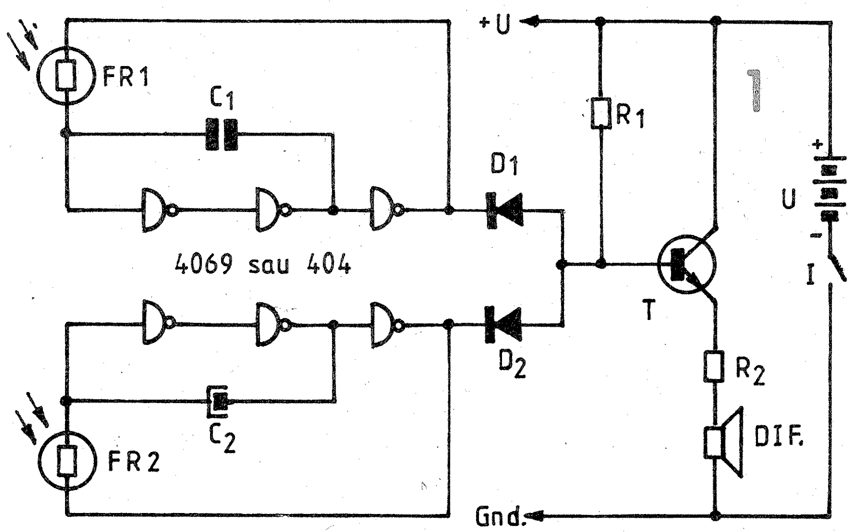

5.0
0.0
- 5.0
- 10.0
- 15.0
- 20.0
100.0
1000.0
10 000.0
Hz

10


GND (Dig)
Video amp
Video A/D Converter
Blanking
Color Difference DEMUX
White Balance Brightness CRT Spot Cutoff
Y D/A Converter
R-Y D/A Converter
B-Y D/A Converter
Brightness D/A Converter
Black Level 3 D/A
Reset circuit and Pulse Detector
RGB Matrix
Beam Current Limiter
Additional Analog Impuls
GND (An)
R
G
B
28
27
26
+9V
+12V
ØM
1.9.25
38
22
23
34
33 32 31 30

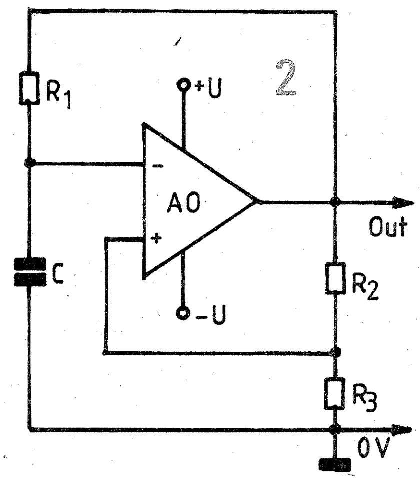
11

EXPERIMENT



Montajul din figura 1 (preluat în și din revista „Le Haut Parleur") mi-a atras atenția prin ideea originală a autorului de a realiza ceva opus bine cunoscutei orgi de lumini. De fapt, autorul a și intitulat sugestiv construcția „orgă antiluminoasă", ea avînd menirea de a produce sunete cu intensitatea și frecvența variabile în funcție de iluminarea celor două fotorezistoare.

Teoretic este ușor de intuit cam la ce ne putem aștepta de la un astfel de montaj, observînd că el se compune, în esență, din două generatoare de semnal realizate cu cîte trei porți logice inversoare și un grup R—C fiecare. Rezistențele au fost însă intenționat materializate prin două fotorezistoare (FR1, FR2), iar condensatoarele (C1, C2) sînt astfel alese încît — pentru plaja preconizată de iluminare — primul generator să aibă frecvența fundamentală în spectrul audio, iar cel de-al doilea în domeniul infrasonor. Însumate cu separarea indicată (diodele D1, D2) și amplificate în curent (T), aceste semnale sînt traduse prin intermediul difuzorului într-un sunet cu frecvența și intensitatea variabile, modulat într-un „ritm" variabil și el, în funcție de iluminarea individuală a fiecărui fotorezistor.



Pentru a mă convinge de „efectul" sonor astfel obținut, am fost nevoit — din lipsa componentelor principale implicate (un CMOS inversor hexuplu, de tip 4069, sau chiar „echivalentul" său TTL, de tip 404, dar mai ales cele două fotorezistoare) — să operez unele modificări în schema de plecare, după cum urmează:

— am imaginat și experimentat mai multe variante de simulatoare pentru fotorezistențe (pe care vi le propun ca subiect de sine stătător într-un articol alăturat);

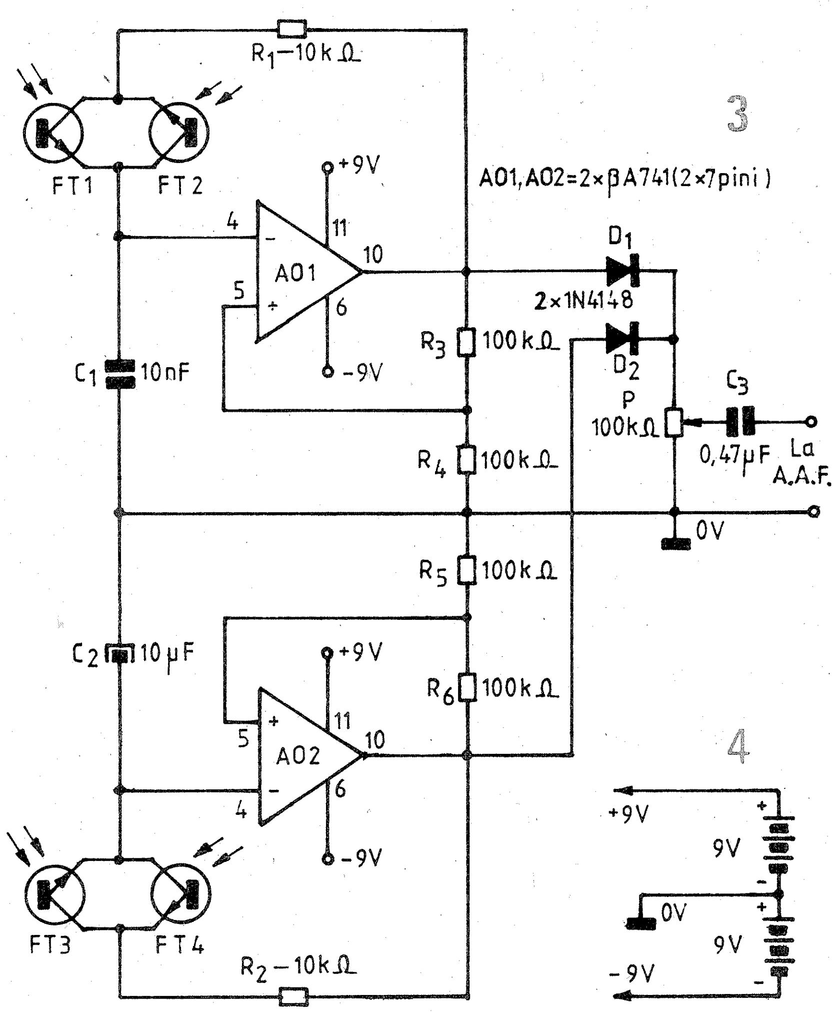
— am substituit generatoarele de semnal cu porți logice prin două oscilatoare de relaxare cu amplificatoare operaționale de uz general (după schema de bază reamintită în figura 2);

— în fine, am folosit pentru probe un amplificator AF de mică putere și cu volum reglabil (în locul repetorului T din figura 1), a cărui schemă nu prezintă interes aici.

Cu aceste substituiri grefate pe ideea de bază, am ajuns la o schemă total diferită, pe care o propun spre analiză și optimizare tuturor iubitorilor de „jucării" electronice (fig. 3).

Se pot folosi practic orice tipuri de amplificatoare operaționale, simple (βA741, ca în figură) sau duble, pentru economie de spațiu (ca de exemplu μA747, B082, TL082—083 etc.), cu respectarea dispunerii la capsulă a terminalelor, ca și orice tipuri de fototranzistoare (ROL31, 32, 34 etc.), de preferință „împerecheate" aproximativ după sensibilitate, dar obligatoriu verificate în prealabil. Condensatoarele care echipează cele două oscilatoare se pot tatona orientativ în plajele 10-100 nF (C1), respectiv 1-100 μF (C2), iar rezistențele de limitare R1 și R2 aproximativ între 3 kΩ și 30 kΩ.

Se pot face ușor aranjamente pentru ca, la un anumit prag inferior prestabilit de iluminare, sunetul să dispară complet, atribuind astfel montajului și rolul de avertizor de lumină (flacără, incendiu) sau „paznic" pentru încăperi neiluminate.



Fără să intru în detalii privind efectele sonore cu totul surprinzătoare ce le puteți obține cu acest montaj, menționez doar că prin simpla obturare variabilă a celor două „fotorezistoare", sunetul emis imită succesiv ritmuri muzicale, triluri de păsări, huruit de motor, apel telefonic, cadențe de metronom și multe altele, indescriptibile chiar. Numai prin experimentare vă veți putea convinge!

Pentru probe, montajul se poate alimenta de la o sursă diferențială simetrică, improvizată din seturi de baterii, de pildă 2x4,5 V sau 2x9 V, cu punctul comun la masă (fig. 4), iar audiția se poate face într-o pereche de căști de impedanță ridicată (2x2 000Ω). În final se va atașa de preferință un alimentator simetric de la rețea foarte bine filtrat, cu tensiunile de ±4,5 ÷ ±9 V (în funcție și de amplificatorul AF utilizat).

Soluția de însumare-separare cu cele două diode D1, D2 poate fi și ea optimizată/completată prin niște celule R-C cu rol de integrare, idee pe care nu am apucat încă să o experimentez.

Electronica imită orice, și nu rare sînt situațiile cînd, de nevoie sau pentru simpla frumusețe a faptului în sine, se imită chiar pe ea însăși. În această din urmă aserțiune pot servi ca mărturie nenumăratele simulatoare ale unor componente consacrate (tiristoare, fototiristoare, diode Zener, tranzistoare unijoncțiune, circuite integrate etc.), la care vă propun în cele ce urmează să mai adăugați unul: **simulatorul de fotorezistor (FR).**

Componentă „bătrînă" și cu numeroase aplicații practice atractive, fotorezistorul este încă, din păcate, puțin răspîndit în laboratoarele electroniștilor amatori. Cîți dintre noi nu am fost nevoiți să renunțăm — cu gustul amar de rigoare — la atîtea și atîtea montaje interesante, pentru simplul motiv că nu am putut procura aceste componente!

Fără îndoială, fotorezistorul — sau, mai precis, fotorezistența, adică rezistența electrică pe care acesta o prezintă între terminalele sale, pronunțat variabilă cu nivelul de iluminare — se poate simula prin montaje relativ simple, avînd însă la bază tot dispozitive electronice fotosensibile (optoelectronice), cum ar fi, de pildă, fotodiodele sau fototranzistoarele.

Într-adevăr, o fotodiodă simulează „pe jumătate" fotorezistorul, anume atunci cînd în schema vizată, fotorezistența sa urmează a fi parcursă exclusiv de un curent continuu de o polaritate prestabilită. Evident, fotodioda va fi montată în sensul invers conducției, cealaltă poziție corespunzînd unei diode obișnuite, de mică putere și practic insensibilă la lumină, deci inutilă pentru scopul propus. Această „echivalență" monopolară fotodiodă-fotorezistor este ilustrată în figura 1, iar figura 2 reamintește o aplicație consacrată (fotoreleu cu prag reglabil de sensibilitate).

Pentru a elimina polaritatea obligatorie a fotorezistenței astfel simulate este firesc să ne treacă prin minte înlocuirea fotodiodei unice prin două fotodiode conectate în „antiparalel", ca în figura 3. Ne vom convinge însă repede (chiar ne va fi rușine de gafă) că metoda nu „ține", deoarece pentru fiecare polaritate a tensiunii aplicate între bornele A și B „simulatorul" se comportă ca o

(URMARE DIN NR. 4)

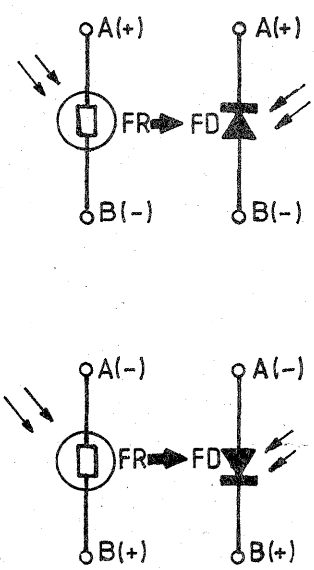
Dacă la testările precedente, dispozitivul nostru „pare" să fie un LED (i-am pus în evidență proprietatea de „diodă", cu o cădere de tensiune în direct însă mai mare, de cca 1,2 V), dar el refuză totuși să emită lumină vizibilă, este foarte probabil să avem de-a face cu un **LED-IR** (cu emisie în infraroșu).

Pentru a ne convinge că așa stau lucrurile, vom improviza un circuit de alimentare, de pildă ca în figura 10, dimensionînd rezistența **obligatorie** de limitare, R, pentru un curent maxim direct de cca 30 mA:

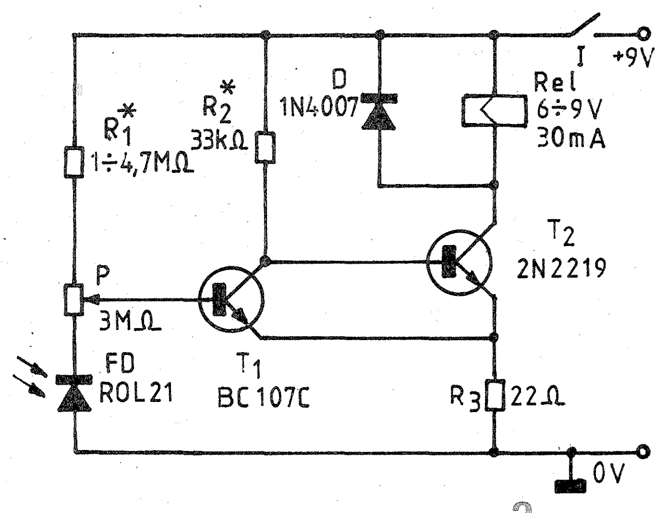
$$R \geq \frac{4{,}5\ V - 1{,}2\ V}{30\ mA} \approx 110\ \Omega.$$

Apoi va trebui să improvizăm și un „receptor" pentru razele infraroșii, avînd nevoie în acest sens de un alt dispozitiv fotosensibil, despre care știm sigur că este bun. De pildă, dacă avem la dispoziție o fotodiodă, putem realiza indicatorul din figura 11, iar cu un fototranzistor, varianta mai simplă din figura 12. În ambele cazuri este vorba despre un amplificator în curent (cu

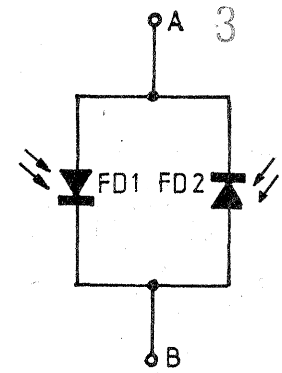
SIMULATOARE FR



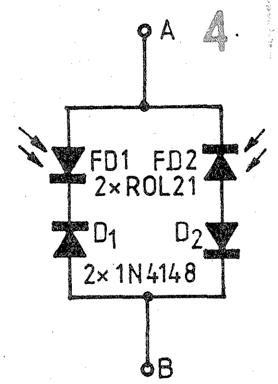
1



2



3



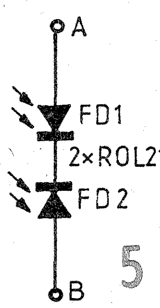
4

banală dioda — fotodioda polarizată direct — șuntată nesemnificativ prin rezistența inversă, fotosensibilă, dar de valoare incomparabil mai mare, a fotodiodei polarizate invers. O fi acest dispozitiv bun la ceva (și, probabil, este), dar ca simulator de fotorezistor cu siguranță nu.

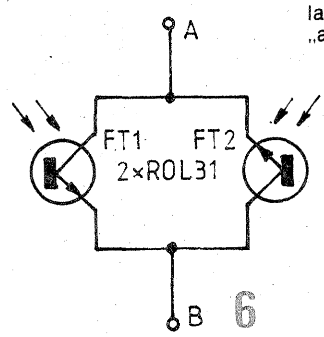
Impedimentul semnalat poate fi înlăturat ușor prin interzicerea conducției directe pentru fiecare din cele două fotodiode. De exemplu, putem conecta în serie cu fiecare fotodiodă cîte o diodă obișnuită (cu siliciu, de mică putere, preferabil de comutație), în sensul invers conducției fotodiodei, iar apoi să racordăm în „antiparalel" cele două grupuri serie rezultate, așa cum se arată în figura 4. Simulatorul FR astfel obținut nu va mai avea polaritate obligatorie, comportîndu-se în fiecare sens al curentului ca o fotorezistență înseriată cu o diodă.

Mai simplu și mai ieftin chiar este să renunțăm la conectarea în „antiparalel", ca și la diodele adiționale D1 și D2, apelînd la simpla conectare în serie („antiserie") a celor două fotodiode, așa cum se arată în figura 5.

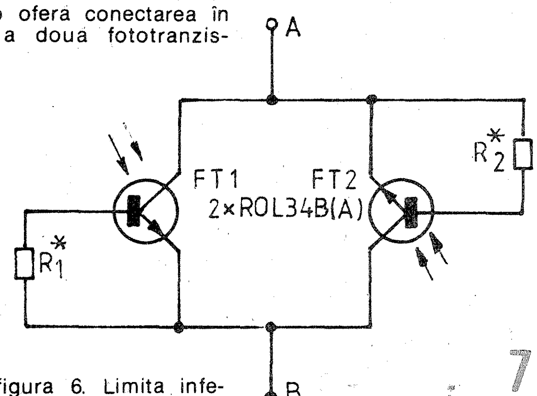
Ambele variante de mai sus satisfac exigențele esențiale ale unui simulator FR, după cum vă propun să vă convingeți singuri, pe cale experimentală, cu montaje nepretențioase. Veți constata astfel și limitările inerente (nici un model nu este perfect!), printre care menționăm: existența pragului minim al tensiunii de alimentare; plaja relativ restrînsă a valorilor fotorezistenței rezultate, în condiții uzuale de iluminare (limitată inferior la ordinul zecilor sau chiar al sutelor de kiloohmi); necesitatea împerecherii aproximative a celor două fotodiode din punctul de vedere al caracteristicii rezistența inversă-iluminare; necesitatea corectării, prin orientare adecvată, a diferențelor adeseori semnificative între axele geometrice și cele optice ale fotodiodelor de uz curent.



5



6



7

O variantă mai sensibilă de simulator FR ne-o oferă conectarea în „antiparalel" a două fototranzistoare, ca în figura 6. Limita inferioară a fotorezistenței astfel obținute este considerabil mai redusă (pînă la ordinul kiloohmilor sau al sutelor de ohmi, la iluminări uzuale), dar se constată, totodată, și o oarecare scădere a rezistenței maxime (de întuneric). În plus, rămîn aceleași probleme privind împerecherea caracteristicilor și „alinierea" axelor optice.

Soluția cea mai bună la care am ajuns pînă acum — și pe care o recomand amatorilor ce dispun de fototranzistoare cu terminal bază — este cea din figura 7. Rezistențele auxiliare R1 și R2, tatonate experimental (megaohmi, sute sau chiar zeci de kiloohmi), permit deplasarea domeniului de rezistență echivalentă în funcție de sensibilitatea fototranzistoarelor, ca și de nivelul de iluminare dorit. De asemenea, ele permit, între anumite limite, corectarea diferențelor de sensibilitate între cele două fototranzistoare.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

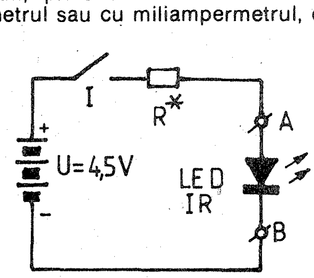
IDENTIFICAREA ȘI TESTAREA DISPOZITIVELOR OPTOELECTRONICE

două, respectiv un etaj), care are ca sarcină un LED obișnuit, roșu. Singurul „reglaj" necesar este alegerea corespunzătoare a valorii lui R1 (pentru ambele variante), astfel ca, la iluminarea ambiantă — de preferință cît mai slabă —, LED-ul roșu să fie stins complet, dar foarte aproape de pragul de aprindere.

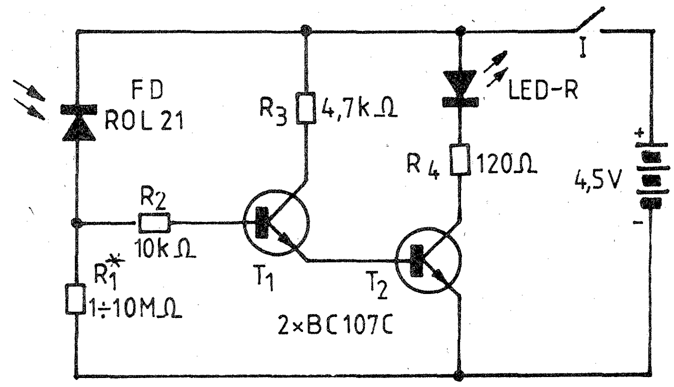
Pentru testarea propusă, conectăm LED-ul IR la bornele A—B ale „emițătorului" (fig. 10) și ne asigurăm, printr-o măsurătoare cu voltmetrul sau cu miliampermetrul, că el este în polarizare directă și conduce (cca 1,2 V la bornele sale, respectiv un curent de cca 30 mA prin circuit).

Apoi alimentăm și indicatorul „receptor" și, orientînd presupusul LED-IR în direcția fotodiodei/fototranzistorului, de la o distanță de ordinul centimetrilor pînă la zeci de centimetri, urmărim (cu emoție) aprinderea LED-ului roșu, care va confirma supoziția noastră.

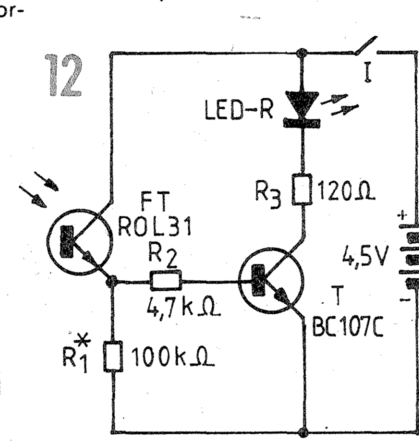
(CONTINUARE ÎN NR. 8)



10



11



12

TRANSVERTER 144/14 MHz

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Ing. SORIN DAVID NIMARĂ, YO7CKQ

Rezultate practice

Transverterul prezentat este utilizat la stația proprie de circa patru ani, fiind folosit la trafic tropo, E sporadic, meteorscatter și intensiv la traficul via satelit modul A. El a fost realizat în patru exemplare și am constatat că este deplin reproductibil.

Opțiuni posibile

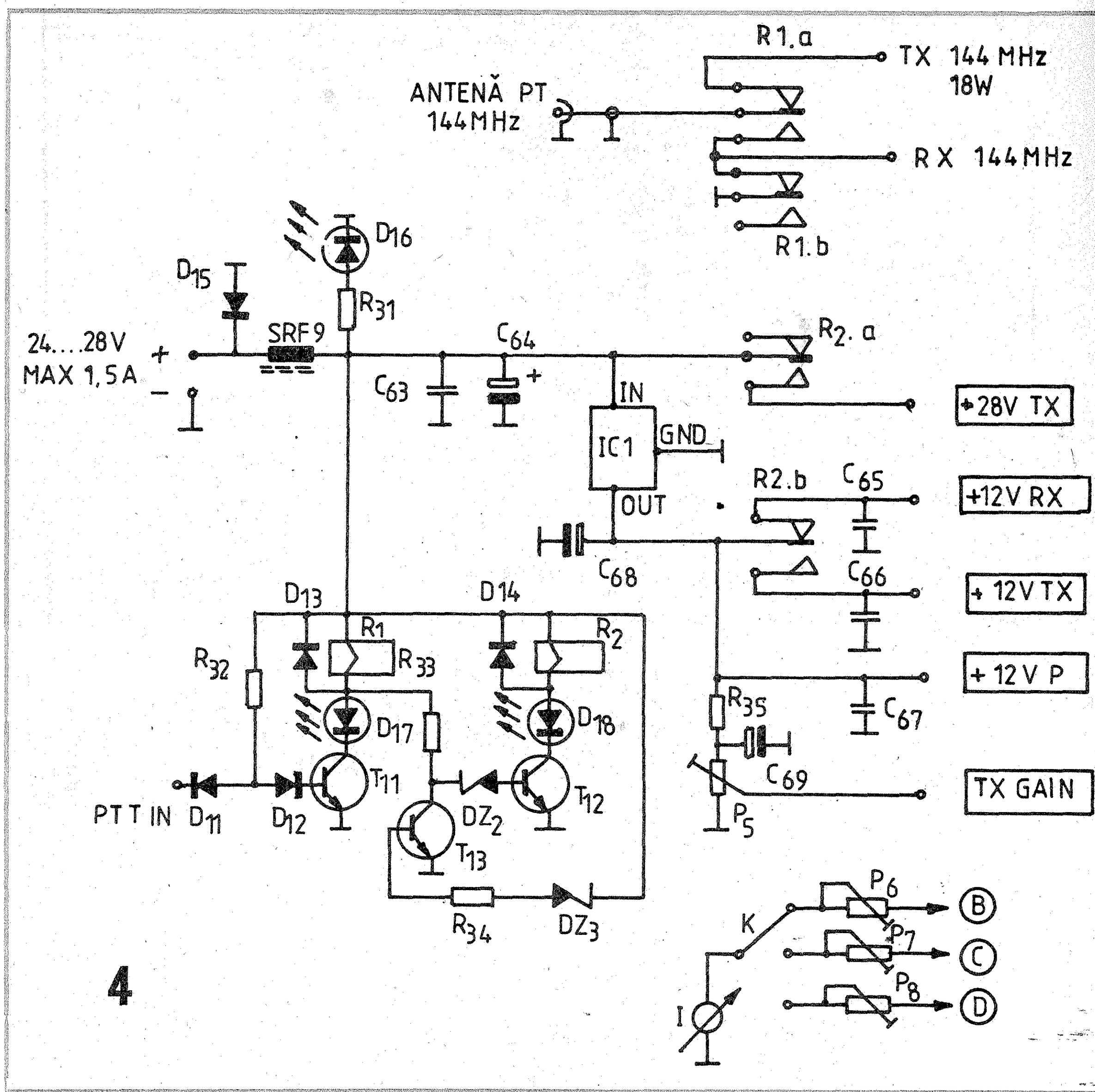
1. Transverterul poate funcționa și cu alte cristale în oscilatorul local, prin redimensionarea circuitelor oscilante L1, L2 din figura 1.
— Q = 14 444 MHz, T1 armonica a 3-a, 43,3 MHz, T2 triplor 130 MHz;
— Q = 8 666 MHz, T1 armonica a 5-a, 43,3 MHz și T2 triplor 130 MHz. Se va înlocui T2 cu un tranzistor tip BFY90/BFX89 pentru asigurarea unui nivel satisfăcător la ieșire (în ambele situații).
2. YO7CJI raportează că un etaj similar (fig. 3) echipat cu 2N3375 + BLY93A realizează circa 55 W input la 28 V alimentare, în condiții similare de excitație.
3. Puterea de ieșire reprezintă un minim necesar pentru traficul VHF (inclusiv via satelit RS10/11). Transverterul poate ataca direct un final cu 4 C x 250 B. Prin eliminarea etajului cu T10 (fig. 3) puterea de ieșire devine 2...4 W, suficientă pentru atacarea unui final cu QQE 06/40 sau GU29. Puterea de ieșire se poate reduce din P5 (fig. 4) la circa 8...10 W, pentru atacul direct al unui final cu BLY94A sau KT930B.
4. Cei ce nu posedă echipament de US, dar doresc să abordeze rapid domeniul VHF pot elimina de pe modulul de bază partea de recepție. La intrare se va aduce semnal de 9—14 MHz (de la un bun VFO) în funcție de cristalul utilizat în oscilatorul local. Se obține un bun VFX „de putere", capabil să fie utilizat direct în traficul CW sau FM.
5. Modulul de bază (figurile 5 și 6) se poate transforma într-un VFX pentru 133,3—135,3 MHz. În această situație se vor alege valori convenabile pentru VFO și XO, iar partea de recepție se va secționa. Nivelul de ieșire este reglabil și corespunzător să atace mixere de putere cu diode Schottky. Filtrajul frecvenței de ieșire este foarte bun.

Referințe

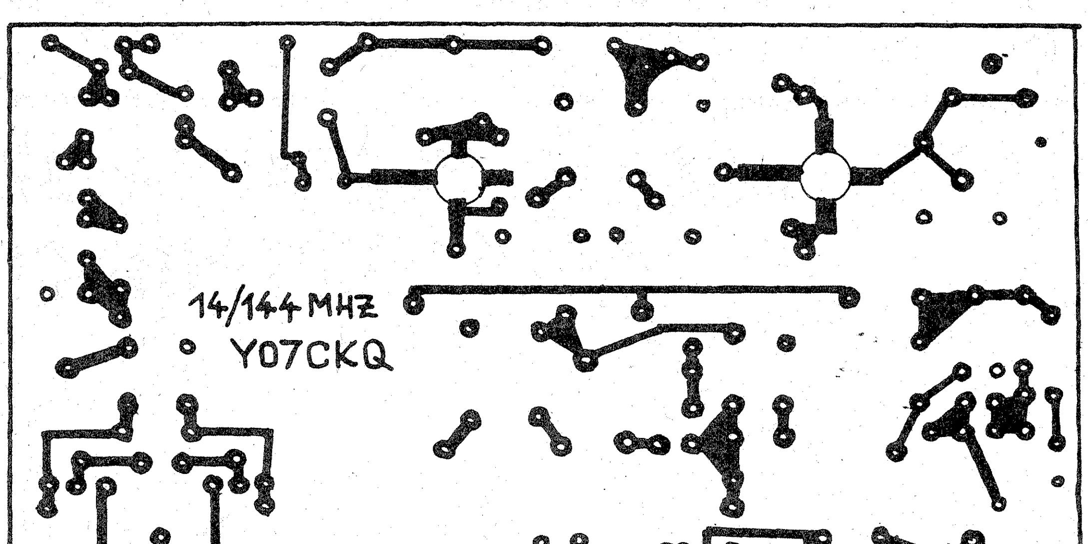
In legătură cu subiectul prezentat, consider că este utilă consultarea următoarelor materiale:

1) 2 m and 70 cm low cost GaAs MOSFET amplifier — DL 7 QY—DUBUS 4/1984;
2) Duoband transceiver SSCW 702 by DL7QY—DUBUS 3/1985;
3) Convertor de recepție 144 MHz/14 MHz — YO7CKQ — „Radioamatorul" (Brasov), 4/1987.

Orice fel de informații suplimentare, asistență la construcție sau reglaje se pot obține via YO7CKQ, str. Mărășești 14, Tg. Jiu 1400 sau telefon 929/17080.

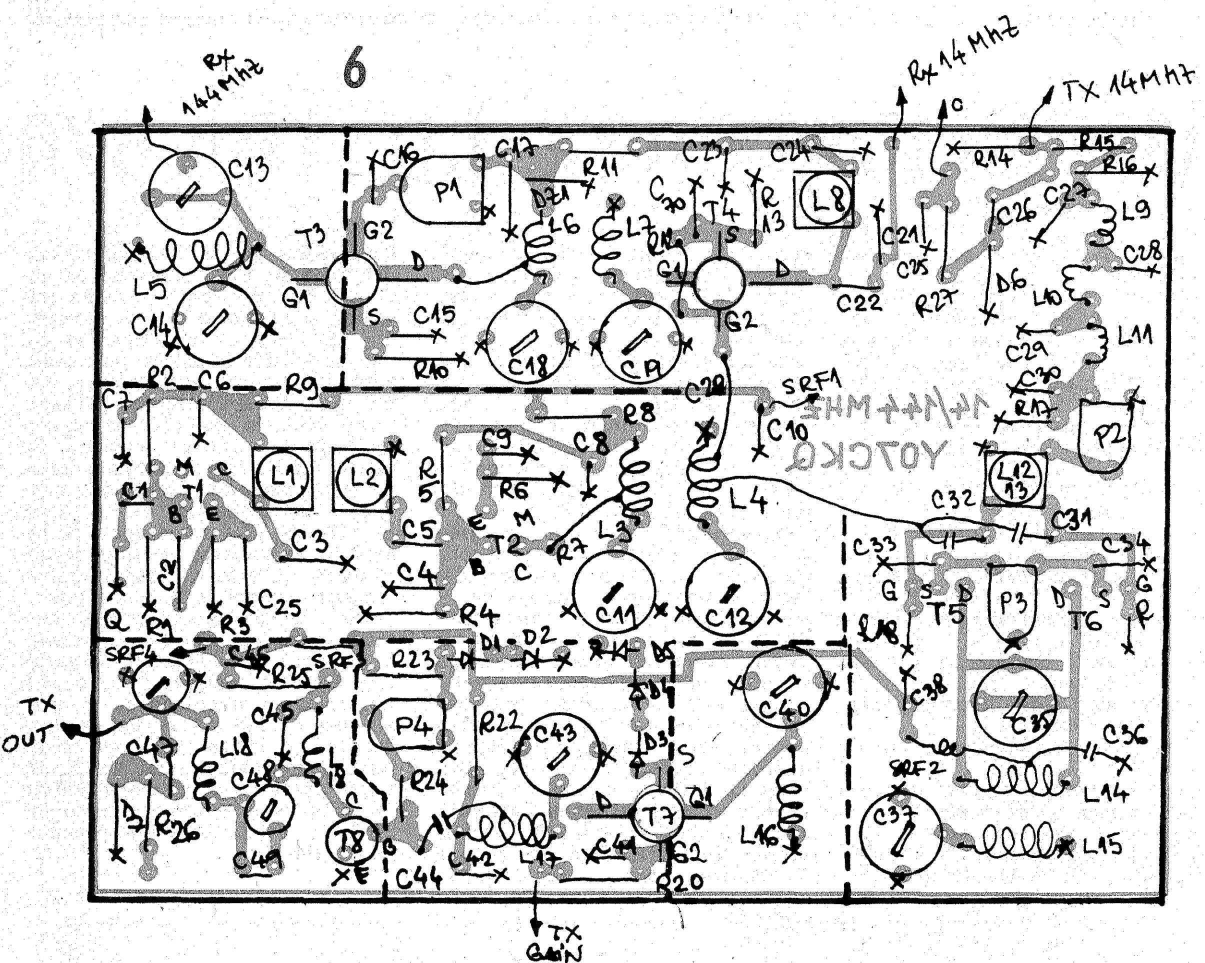


4

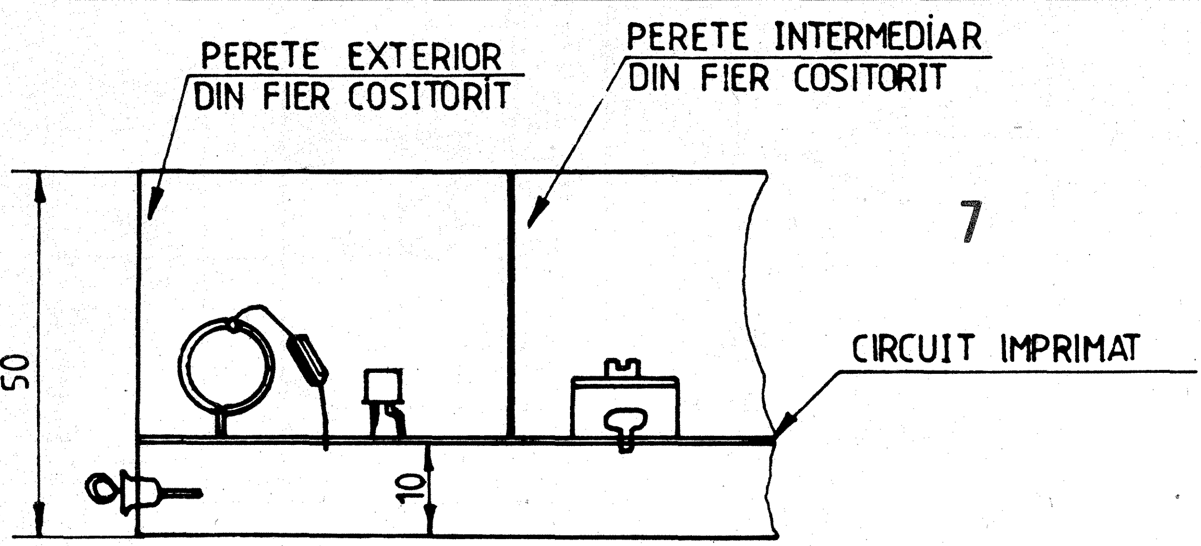


5

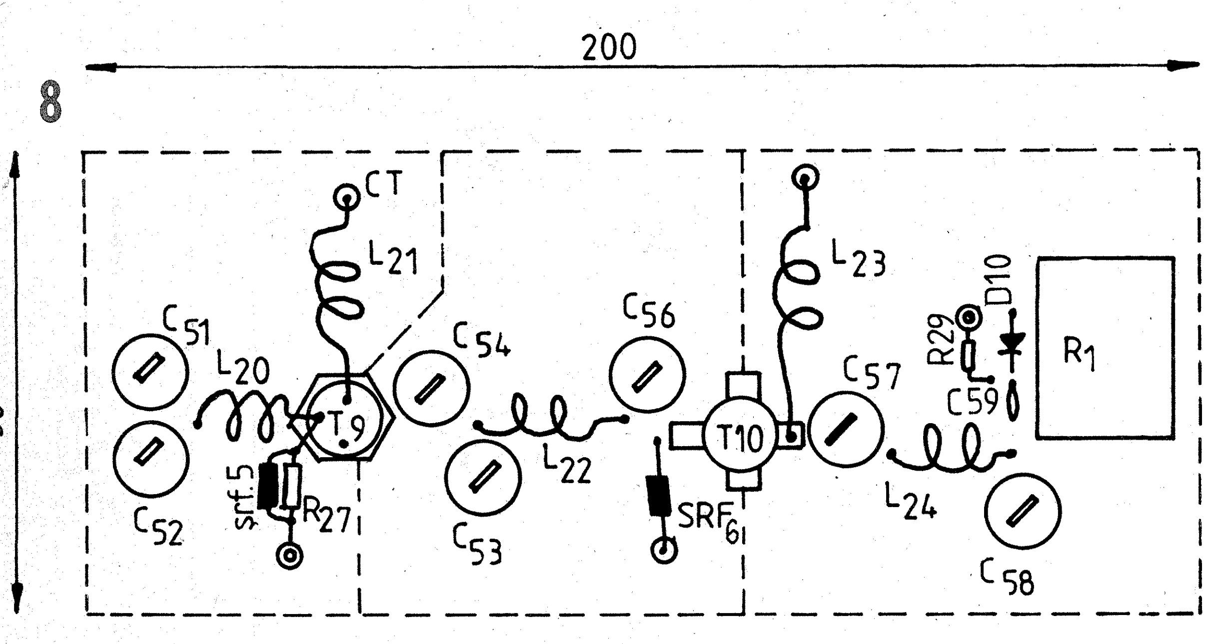
6



7



8



Lista de materiale

R25 — 10 Ω; R6 — 20 Ω; R7, 8, 10, 21 — 47 Ω; R14, 16 — 82 Ω; R13, 15, 17, 22, 27 — 100 Ω; R11 — 150 Ω/0,5 W; R9 — 220 Ω; R3, 24, 34 — 680 Ω; R23, 26, 29, 31, 34 — 1 kΩ; R1 — 2,7 kΩ; R30 — 2,7 kΩ/1 W: R28 — 3,6 kΩ/1 W; R18, 19, 33 — 4,7 kΩ; R4 — 5,1 kΩ; R20, 32 — 10 kΩ; R5 — 91 kΩ; R12 — 180 kΩ.

P2 — 100 Ω; P3 — 250 Ω; P4 — 1 kΩ; P1, 5 — 10 kΩ; P6, 7, 8 — 50 kΩ.

C39 — 0,4 pF (două bucăți 0,8 pF în serie); C20, 26, 47, 59 — 3,3 pF; C1 — 4,7 pF; C3, 5 — 39 pF; C49 — 8,2 pF; C2, 25 — 68 pF; C22 — 130 pF; C21 — 680 pF; C27, 29, 30 — 180 pF; C31, 32 — 220 pF; C4 — 100 pF; C8, 9, 15, 16, 17, 25, 33, 34, 36, 38, 41, 42, 44, 45, 46 — 2,2 nF, ceramic; C22, 61 — 22 nF; C7 — 100 nF; C10, 24, 55, 60, 69 — 10 μF/35 V (tantal), C63 — 100 nF (polistiren); C6, 62, 64, 68 — 100 μF/35 V; C65, 66, 67, 70 — 47 nF; C11, 12, 18, 19, 35, 37, 40, 43, 51, 52 — 6/25 pF ceramic; C53, 54, 57, 58 — 5/25 pF tubular cu aer; C13, 14 — 2/12 pF cu aer pe calit; C50, 48 — 5/15 pF ceramic miniatură; C56 — 10/40 pF ceramic.

Q — cristal de cuarț 13 000 MHz.

D1, 2, 3, 4, 5, 11, 12, 13, 14 — 1N4148; D6, 7, 10 — EFD108; D15 — 6SI1P; D8, D9 — joncțiune BC de la tranzistor BD tip npn; D16, 17, 18 — diodă electroluminescentă ∅ 5.

CT — condensator de trecere ceramic 1nF.

IC 1 — stabilizator de tensiune monolitic tip 7812.

T1 — BF214; T2 — 2N918; T3 — MOSFET cu GaAs tip 3SK97 (sau CF300, NE4137, S3030); T4 — MOSFET BF981; T5, 6 — FET tip BF245C; T7 MOSFET, BF961, 963; T8 — BFW16, 17A; T9 — KT907A (2N3375); T10 — KT922B; T11, 12 — BC174.

DZ1 — DZ7V5, DZ2 — DZ4V7, DZ3 — diode Zener seria DZ înseriate pentru aproximativ 28 V.

I — microampermetru tip SELENA (U.R.S.S.).

K — comutator cu trei poziții.

SRF 1, SRF 2, SRF 3, SRF 4 — șoc de radiofrecvență pe perlă de ferită, 10 spire CuEm ∅ 0,25 mm.

SRF 5, SRF 6 — șoc radiofrecvență pe perlă de ferită, 6 spire CuEm 0,35 mm.

SRF 7, 8, 9 — șoc pe bară de ferită ∅ 3,1 = 10 cu 15 spire CuEm 0,6 mm.

L1, 2 — 4, 5 spire CuEm ∅ 0,45 miez plastic ∅ 6 cu ferită.

L3 — 5 spire CuEm 1 mm în aer ∅ 5, priză 3,5 spire.

L4 — 5 spire CuEm 1 mm, în aer ∅ 5, priză la 0,5 spire (Tx) și 1,5 spire (Rx).

L5, 7 — 5 spire CuAg 1 mm în aer ∅ 5.

L6 — 5 spire CuAg 1 mm în aer ∅ 5, priză 3,5 spire.

L8 — 12 spire CuEm ∅ 0,35 mm miez din plastic ∅ 6 cu ferită.

L9, 10, 11 — 6 spire CuEm ∅ 0,25, pe tor pentru 0,9 H.

L12 — 4 spire CuEm 0,25 mm, pe carcasa L13.

L13 — 12 spire CuEm 0,25 mm, carcasă plastic, ∅ 6 cu miez ferită.

L14 — 5 spire CuEm ∅ 1 mm, priză la mijloc.

L15, 16 — 5 spire CuEm ∅ 1 mm, în aer ∅ 5.

L17 — 5 spire CuEm ∅ 1 mm, în aer ∅ 5 mm, prize la 0,5 și 4 spire.

L18 — 15 spire CuEm 0,35, ∅ 3 mm în aer.

L19 — 5 spire CuEm ∅ 1, în aer ∅ 5.

L20 — 2 spire CuEm ∅ 1, în aer ∅ 8, pas 2 mm.

L21 — 5 spire CuEm ∅ 1, în aer ∅ 8, pas 2 mm.

L22 — 3 spire CuEm ∅ 1,5, în aer ∅ 8, pas 1 mm.

L23 — 5 spire CuEm ∅ 1,5, în aer ∅ 8, pas 1 mm.

L24 — 4 spire CuEm ∅ 1,5, în aer ∅ 8, pas 1 mm.

AMPLIFICATOARE CU TBA 570

Ing. EMIL MARIAN

Utilizarea circuitului integrat TBA570 în aparatura de audiofrecvență permite obținerea unor montaje relativ simple și care, totodată, oferă bune performanțe. Deși acest circuit integrat mai are și alte funcții (legate de aplicațiile de radiofrecvență), în lipsa unui alt tip consacrat de amplificator de audiofrecvență (TBA790, TCA150, TBA810 etc.), el se poate folosi foarte bine într-un montaj de această factură. Totodată, există posibilitatea utilizării în audiofrecvență a unui circuit integrat de acest tip care, din diferite cauze, nu mai corespunde ca parametri decît în privința secțiunii utilizate la construcția unui amplificator.

În figura 1 este prezentată schema unui amplificator de audiofrecvență de 5,5 W. Montajul deține următoarele performanțe:

— puterea nominală P = 5,5 W;
— impedanța de sarcină Z_e = 4 Ω;
— impedanța de intrare Z_i = 82 kΩ;
— tensiunea de intrare U_i = 50 mV_{RMS};
— banda de frecvență f = 45 Hz – 14 kHz;
— raport semnal/zgomot F/N ≥ 65 dB;
— distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,4%;
— distorsiuni de intermodulație TID ≤ 0,2%;
— tensiunea de alimentare U_A = 14,5 V.

Semnalul audio util se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional conținut de circuitul integrat. Grupul de rezistențe R1, R2, R3 este destinat polarizării amplificatorului operațional astfel încît punctul sau de funcționare (tensiunea lui de ieșire) să se situeze în zona optimizării funcționării etajului final. Grupul R5, C2 asigură un filtraj suplimentar tensiunii destinate polarizării amplificatorului operațional.

Grupul R7, C4, C3, R6 reprezintă bucla de reacție negativă care definește și optimizează amplificarea finală a montajului.

Tensiunea furnizată de bucla de reacție negativă se aplică intrării inversoare a amplificatorului operațional. Semnalul de ieșire furnizat de amplificatorul operațional se aplică în baza tranzistorului conținut de circuitul integrat TBA570 (conexiune internă). Acest tranzistor îndeplinește rolul etajului pilot existent în orice amplificator de audiofrecvență. Grupul R8, C6, R9 reprezintă o conexiune de tip bootstrap care optimizează funcționarea etajului pilot, atît în ceea ce privește excursia în tensiune a semnalului audio amplificat, cît și în privința micșorării procentajului de distorsiuni care ar putea apărea în urma unei amplificări mari (liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului pilot).

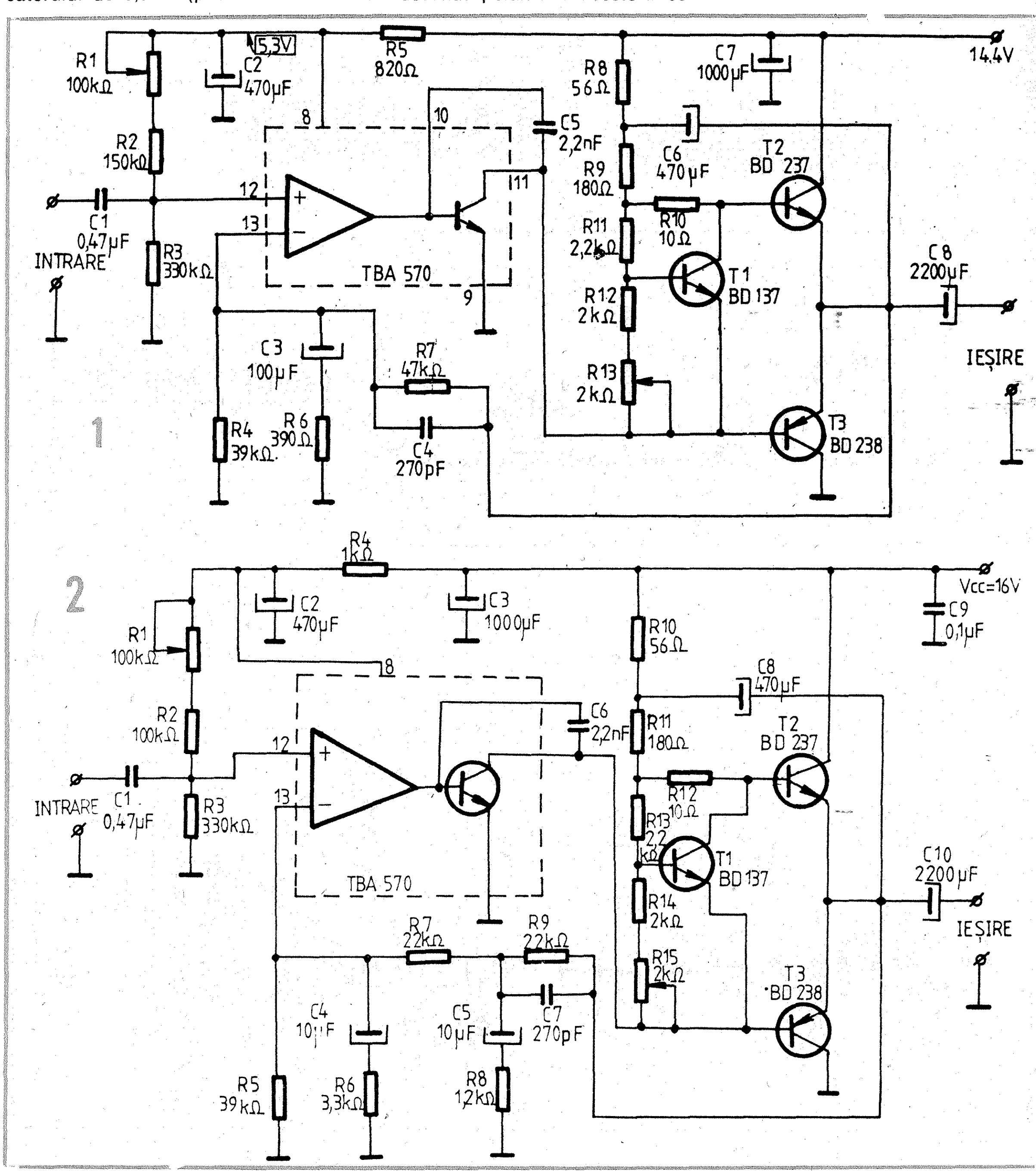
Tranzistorul T1 este amplasat în cadrul montajului ca sursă de tensiune constantă de tip superdiodă, destinată polarizării celor două tranzistoare, T2 și T3. Etajul final al amplificatorului de audiofrecvență este realizat cu tranzistoarele complementare T2 și T3, care realizează amplificarea în curent necesară furnizării puterii nominale impedanței de sarcină (grupul de difuzoare). Cuplajul dintre etajul final și impedanța de sarcină se realizează prin intermediul condensatorului C1. Tensiunea de alimentare a montajului a fost aleasă ca valoare în scopul utilizării drept sursă a bateriei de acumulatoare ce echipează un automobil (U_A= 14,4V), dar, desigur, montajul se poate alimenta și de la un redresor obișnuit, care să livreze tensiunea și curentul solicitat de amplificator.

În figura 2 este prezentată schema electrică a unui alt amplificator de audiofrecvență ce folosește circuitul integrat TBA570, de putere mai mare. Performanțele montajului sînt următoarele:

— puterea nominală P = 6,5 W;
— impedanța de sarcină Z_e = 4 Ω;
— impedanța de intrare Z_i = 85 kΩ;
— tensiunea de intrare U_i = 50 mV_{RMS};
— banda de frecvență f = 35 Hz – 14 kHz;
— raport semnal/zgomot F/N ≥ 65 dB;
— distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,4%;
— distorsiuni de intermodulație TID ≤ 0,2%;
— tensiunea de alimentare U_A = 16 V.

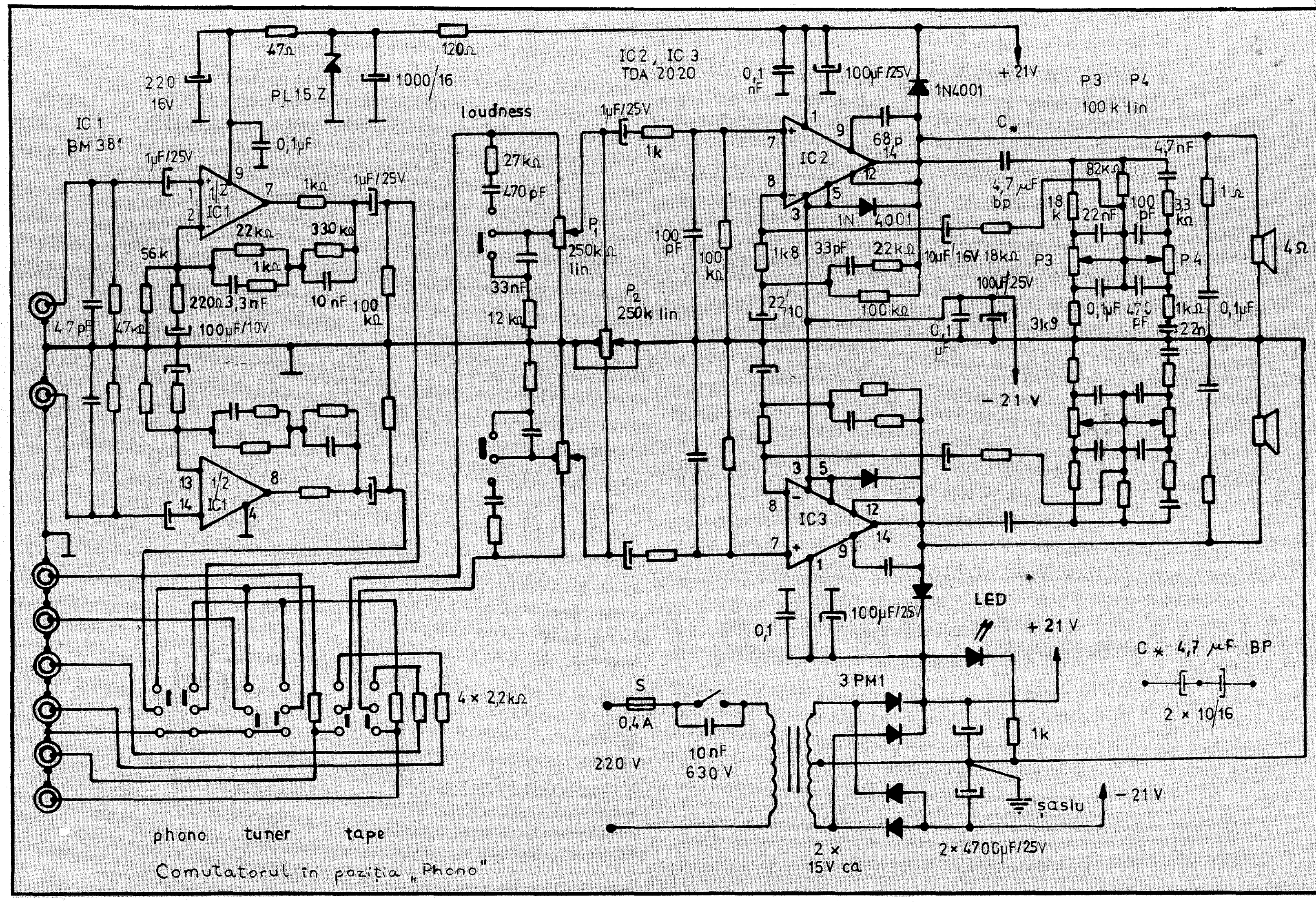
Analizînd schema electrică a montajului, se observă că blocurile funcționale sînt asemănătoare și cu funcții identice cu cele ale amplificatorului de 5,5 W (prezentat în figura 1). În scopul obținerii unei amplificări suplimentare în ceea ce privește frecvențele joase (redate slab din punct de vedere acustic la o putere relativ mică), bucla de reacție negativă a căpătat o structură mai complexă, utilizînd componentele R9, C7, C5, R8, R7, C4, R6. Pentru asigurarea funcționării în parametri în momentul livrării puterii nominale, tranzistoarele complementare T6 și T7 au fost alese de putere mai mare (BD237 și BD238).

Montajul ales se execută pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se are în vedere păstrarea tuturor cerințelor pentru un montaj de audiofrecvență, și anume realizarea structurii fizice de cvadripol a montajului, evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minimum 5 mm etc. După realizarea cablajului imprimat, componentele se plantează cu grijă, cu cerința ca fiecare valoare indicată de schema electrică să fie păstrată cu strictețe. Tranzistoarele finale T2, T3 și tranzistorul T1 destinat polarizării acestora se amplasează pe un radiator comun din aluminiu, cu o suprafață de minimum 60 cm². Pentru izolarea galvanică a tranzistoarelor se folosesc folii de mică cu grosimea de 0,2 mm, care oferă în același timp avantajul unei bune disipații termice, alături de o izolație electrică perfectă. După realizare, montajul se alimentează de la sursa de tensiune. Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R1 astfel ca în emitoarele tranzistoarelor T2 și T3 să fie obținută o tensiune egală cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare. Curentul de mers în gol se reglează acționînd cursorul potențiometrului semireglabil propriu blocului sursă de tensiune constantă (R13 pentru amplificatorul de 5,5 W și R15 pentru amplificatorul de 6,5 W). Valoarea curentului de mers în gol este I_0 = 35 mA. Reglajele menționate anterior se efectuează cu intrarea montajului pusă la masă. După aceste reglaje, amplificatorul se poate folosi la sonorizare, confirmînd pe deplin parametrii menționați inițial.



AMPLIFICATOR HI-FI

Ing. LAZĂR GH. MORCAN



Realizările ultimului deceniu în domeniul tehnicii audio HI-FI sînt marcate de supremația circuitelor integrate care au detronat „bătrînul și demodatul" tranzistor. Apariția circuitelor integrate specializate de performanță, atît la nivelul etajelor de semnal mic, cît și la nivelul părții de putere, permite în prezent realizarea unui amplificator audio complet cu numai cîteva circuite integrate. În sensul celor afirmate mai sus propun cititorilor realizarea unui amplificator stereo care conține numai trei circuite integrate înglobînd toate funcțiile necesare, în condițiile unui raport performanță/preț foarte avantajos.

Schema propusă conține următoarele blocuri funcționale:

— preamplificatorul corector RIAA pentru pick-up cu doză electromagnetică echipat cu circuitul βM381 sau βM387 produs de I.P.R.S.-Băneasa;

— partea de putere realizată cu două circuite integrate de tipul TDA2020 sau TDA2030;

— blocul de comutare a intrărilor, circuitul de reglaj al volumului compensat fiziologic, comutabil, reglajul de balans și control de ton (joase și înalte);

— sursa de alimentare.

Performanțele oferite de schema propusă sînt următoarele:

— putere maximă = 2x15 W/4Ω;

— bandă de frecvență = 40—18 000 Hz;

— coeficient de distorsiuni ≤0,8%, la frecvența de 1 kHz, la puterea maximă pe o sarcină de 4Ω;

— sensibilități:
- — phono 2,5 mV/47 kΩ;
- — tuner 150 mV/47 kΩ;
- — tape 150 mV/47 kΩ;

— eficacitate reglaj de ton ±10 dB la 100 Hz, respectiv la 10 kHz;

— eficacitate corecție fiziologică (volum la −30 dB)
100 Hz +8 dB;
10 kHz +5 dB;

— impedanță de sarcină 4—8 Ω.

Descrierea schemei

Schema prezentată se remarcă printr-o particularitate interesantă și mai puțin obișnuită, corecția de ton în domeniul frecvențelor joase și înalte făcîndu-se la nivelul etajului final. Din examinarea schemei putem observa că rețeaua de corecție a tonurilor este introdusă în bucla de reacție negativă a amplificatorului final. Pentru că una din bornele rețelei este conectată la masă, pentru o variație liniară a reglajului de ton potențiometrele P3 și P4 trebuie să aibă o lege de variație antilogaritmică. Pentru că astfel de potențiometre sînt mai dificil de procurat, se pot utiliza și potențiometre cu variație liniară, cu dezavantajul că reglajul tonului nu va mai fi liniar pe întreaga cursă. Reglajul tonului la frecvențe joase se face cu potențiometrul P3, respectiv cu P4 pentru frecvențele înalte.

Reglajul de volum realizat cu P1 este prevăzut cu o corecție de tip „loudness" (compensare fiziologică) comutabilă. Această corecție compensează, la nivel redus al audiției, sensibilitatea scăzută a urechii umane la extremitățile benzii audio. Prin conectarea rețelei de corecție, frecvențele medii vor fi atenuate, favorizîndu-se în acest fel frecvențele joase și înalte. Reglajul de balans se realizează cu potențiometrul P2.

Preamplificatorul de doză magnetică (phono) utilizează circuitul dual βM381, într-o configurație clasică. Pentru ca abaterile de la norma RIAA să fie cît mai mici, este indicat ca elementele din rețeaua de corecție să fie în clasa de toleranță ±5%.

Alimentarea amplificatorului se face diferențial, ceea ce permite eliminarea condensatorului de cuplaj cu sarcina (difuzorul). La ieșire pot fi cuplate și difuzoare cu impedanță mai mare, cu scăderea corespunzătoare a puterii debitate.

Detalii constructive

Schema nu necesită nici un fel de reglaje. Utilizarea de componente de bună calitate și atenția în execuție garantează o funcționare sigură, care va satisface și cele mai pretențioase exigențe.

Pentru că valorile pieselor sînt identice pentru ambele canale, în schemă nu au fost date decît valorile pentru unul din canale.

Condensatorul de cuplaj cu rețeaua de corecție a tonurilor, notat cu asterisc, C* = 4,7 μF BP (bipolar) poate fi substituit, în lipsă, cu o combinație serie de două condensatoare de 10 μF/16 V, conectate ca în detaliul prezentat în schemă, în partea de jos, dreapta.

Atît pentru reglajul volumului, cît și pentru balans, după cum se vede din schemă, au fost folosite potențiometre de 250 kΩ lin cu priză la mijloc. Pentru că în comerț nu sînt disponibile potențiometre duble cu priză la această valoare, am utilizat pentru construcția acestuia componentele mecanice de la un potențiometru dublu, la care am montat elementele rezistive de la potențiometrele simple cu priză de 250 kΩ lin, existente în comerț.

Circuitele TDA2020 (MDA2020) pot fi înlocuite fără modificări cu circuitele TDA2030, ambele existente ca piese de schimb în magazinele de specialitate.

Transformatorul de rețea trebuie să asigure în secundar o tensiune de 2x15 V la un curent de 2,5 A (atenție, tensiunea maximă de alimentare pentru circuitul TDA2020 în mod diferențial este de ±22 V).

Comutatoarele de intrări sînt de tipul KAD (claviatură) cu autoexcludere. Mufele de intrare, de tip RCA, pot fi înlocuite cu mufe clasice DIN cu 5 contacte.

Pentru semnalizarea funcționării, pe ramura plus a sursei de alimentare este conectat un LED care va fi montat pe panoul frontal al amplificatorului.

O ultimă recomandare în finalul articolului: la proiectarea cablajului și în montaj, respectați regulile de cablare specifice amplificatoarelor de putere integrate, pentru a evita eventualele oscilații care pot apărea datorită unei cablări incorecte.

Cei care doresc detalii și configurația cablajelor, pot să-mi scrie pe adresa:
București, C.P. 39—63, O.P. 39.

ADAPTOR

Exista multiple cazuri cînd urmeaza sa masuram tensiuni inferioare valorii de 0,5 V cu un voltmetru cu impedanța de intrare 20 kΩ/V, rezultatul masuratorii fiind destul de imprecis.

In asemenea cazuri se recurge la utilizarea unui adaptor simplu care mareşte mult impedanța de intrare, adica de la 20 kΩ/V la 10 MΩ/V, putindu-se masura chiar 0,1 V (cap scala).

Utilizarea acestui adaptor este foarte simpla, ţinîndu-se seama ca aparatul nostru se plaseaza într-o punte la care doua braţe sînt formate cu tranzistoarele FET, de tip TIS-58, MPF103, BF245 etc.

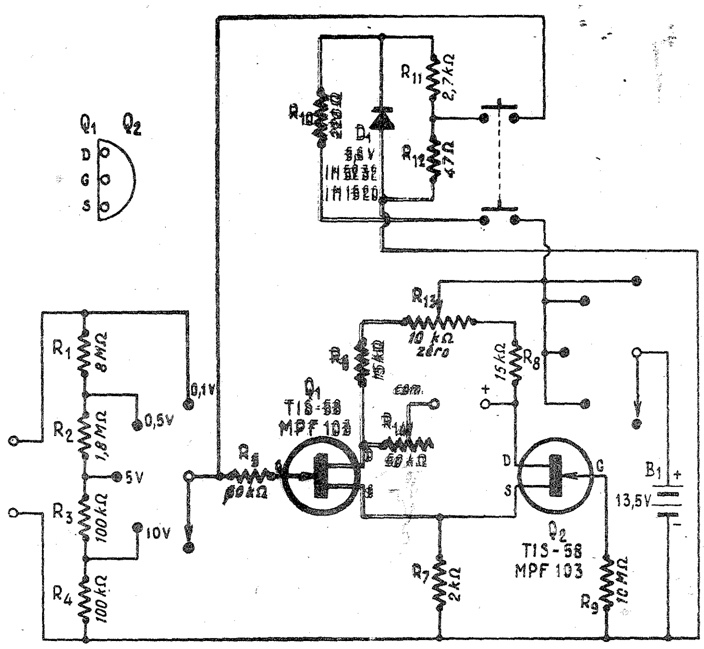
Intrarea acum este formata din 4 rezistoare care însumate dau 10 MΩ. Alimentarea montajului se face cu 9 sau 13,5 V din baterii.

Regimul de masura se selecteaza cu un comutator simplu.

Voltmetrul nostru, fixat pe scala de 1 V, se conecteaza între drena lui Q2 şi cursorul potențiometrului R14. Intrarea adaptorului se scurtcircuiteaza şi se regleaza potențiometrul R13 pentru indicația zero.

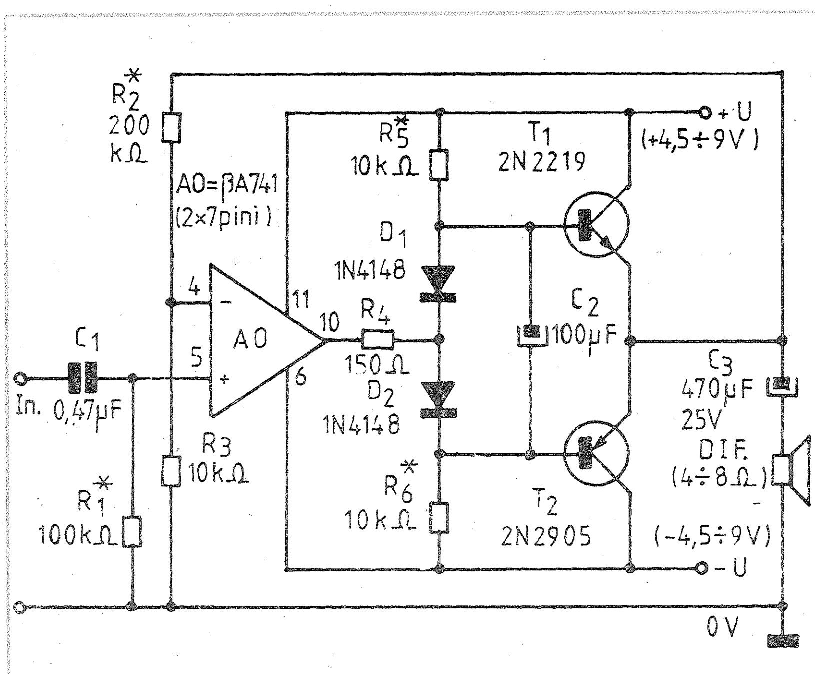
Se scoate scurtcircuitul de la adaptor şi se trece comutatorul pe scala 0,1V; se apasa pe butonul de etalonaj şi se regleaza R14 ca acul instrumentului de masura sa indice cap de scala, adica 1V.

Dioda Zener din sistemul de etalonare asigura o tensiune stabilizata de 5,6 V.



MINIAMPLIFICATOR

M. ALEXANDRU



Cu un amplificator operațional de uz general (βA741 sau similar), o pereche pnp-npn de tranzistoare cu siliciu, de medie putere, două diode de comutație şi alte cîteva componente nepretențioase (şi cu valori necritice), puteți realiza acest miniamplificator de audiofrecvență, ale cărui performanțe sînt foarte bune în raport cu simplitatea schemei.

Montajul se alimentează diferențial, cu tensiunile simetrice ±U cuprinse orientativ între 4,5 V şi 9 V. Pentru probe se pot folosi seturi adecvate de baterii (de exemplu, două baterii de 4,5 V legate în serie, cu polul comun la masă), dar în final se va construi un redresor dublu, foarte bine filtrat.

Schema cuprinde un etaj repetor pe emitor simetric, realizat cu cele două tranzistoare complementare (care vor fi împerecheate pe cît posibil după factorul beta), inclus în bucla de reacție negativă a unui amplificator neinversor, realizat cu operaționalul 741. Pentru diminuarea distorsiunilor de cross-over, etajul final a fost polarizat static prin intermediul grupului R5, D1, D2, R6. Valorile R5 şi R6 se vor tatona (în funcție de factorii beta ai tranzistoarelor) astfel încît să se asigure un curent de repaus prin tranzistoare de ordinul a 5—15 mA.

Amplificatorul cu AO primeşte semnalul de intrare (prin intermediul unui potențiometru nefigurat în schemă) pe intrarea neinversoare, via C1. Din punct de vedere static, această intrare este conectată la masă prin rezistența R1, care stabileşte practic şi impedanța de intrare a etajului (după necesități, valoarea lui R1 se poate mări sau micşora, pentru adaptarea optimă la sursa de semnal).

Cîştigul în tensiune al etajului cu AO este dictat practic de raportul rezistențelor R2 şi R3. Pentru asigurarea unor distorsiuni reduse, nu se vor forța amplificări mari (orientativ sub 20—30 de ori) şi nici nu se vor utiliza rezistențe R2 foarte mari, preferîndu-se reducerea lui R3.

Montajul poate servi la amplificarea liniară a semnalelor AF cu nivel coborît (milivolți, zeci de milivolți), debitate de surse avînd impedanța de ieşire pînă la ordinul sutelor de kiloohmi, în vederea audiției în difuzor. Astfel, el poate constitui partea „finală" a unui radioreceptor, interfon, minicasetofon etc., asigurînd o putere de ordinul a 0,5—2 W, suficientă pentru o cameră obişnuită.

Desigur, operaționalul se poate înlocui printr-un alt model mai performant (zgomot redus, impedanță mai mare), după cum şi tranzistoarele pot fi alese de putere mai mare.

AMPLIFICATOR AUDIO CU CĂI SEPARATE

Ing. AURELIAN MATEESCU

Cu cîțiva ani în urmă, instalațiile de sonorizare pretențioase pentru „uz casnic" prevedeau căi separate de amplificare pentru frecvențele joase, medii, înalte din spectrul audio, copiind soluțiile de uz profesional la care cerințele de calitate sînt mai puțin cenzurate de aspectul financiar.

Scheme de astfel de amplificatoare audio cu tranzistoare au apărut şi în literatura noastră de specialitate, dar volumul mare de componente necesare în regim de funcționare stereo le face greu abordabile de constructorul amator.

Vom prezenta în cele ce urmează o schemă interesantă sub mai multe aspecte:

— este uşor abordabilă de constructorii amatori începători;

— se pot utiliza componente recuperate din aparate de radio şi televizoare de tip mai vechi, echipamente cu tuburi electronice, cu condiția verificării lor atente;

— numărul redus al componentelor, comparativ cu un amplificator stereo cu cîte două căi separate, executat cu tranzistoare. Dezavantajul soluției cu tuburi este dat de greutatea mare şi consumul ceva mai ridicat de curent.

Descrierea schemei electrice. Se observă că amplificatorul dispune de o cale pentru amplificarea frecvențelor joase, reprezentată de un amplificator clasic cu ieşire în contratimp (putere utilă de peste 5W). Pentru frecvențe înalte este utilizat un amplificator simplu, cu un singur tub electronic, cu puterea utilă de circa 2W.

Interesantă este rețeaua de separare a frecvențelor de după trioda T1. Aceasta separă spectrul audio în două benzi ce sînt apoi amplificate independent. Reglajul general al nivelului se execută cu P1, iar cu celelalte două potențiometre se reglează nivelul reprodus de cele două amplificatoare: P2 pentru frecvențe joase şi P3 pentru frecvențe înalte. Circuitele R4—C4 asigură atenuarea frecvențelor înalte, iar R14—R15—C9 atenuarea frecvențelor joase, mărind eficacitatea rețelei de separare.

Recomandări constructive

— Amplificatorul se alimentează dintr-un redresor capabil să asigure U_a = +250 V/200 mA pentru anozi şi U_f = 6,3 V/1,8 A pentru filamente. În variantă stereo consumul se dublează.

— Se poate folosi orice tip de preamplificator-corector ce convine scopului.

— Ca transformatoare de ieşire se pot utiliza cele de la radioreceptoa-

BEVOX

Acest mic aparat este un emițator-receptor (talkie-walkie) ce lucrează în banda de 27 MHz și poate asigura legături în spațiul liber pînă la 3 km.

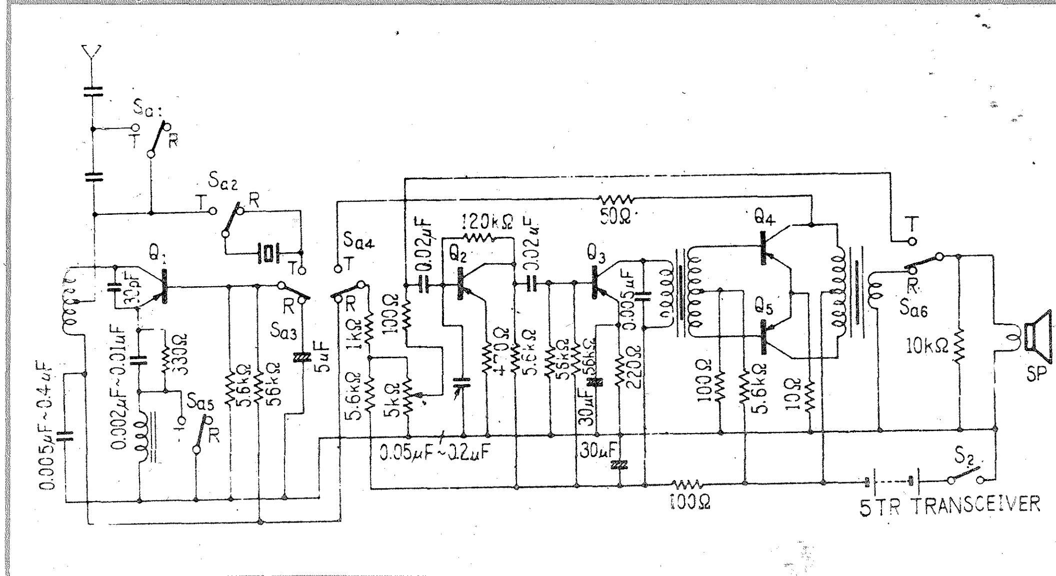
Stabilitatea frecvenței de emisie este dictată de cristalul de cuarț care fixează și canalul exact în care lucrează de exemplu 27,065 MHz.

Primul tranzistor lucrează ca oscilator și etaj de putere modulat în regim de emisie și ca detector cu superreacție în regim de recepție.

Celelalte trei etaje formează un amplificator de audiofrecvență. La recepție se amplifică semnalul primit de la detector, care este și aplicat apoi difuzorului, iar în regim de emisie acest amplificator primește semnal de la difuzor (acum pe post de microfon) și îl aplică etajului oscilator.

Întreg aparatul folosește tranzistoare pnp cu germaniu, în etajul oscilator recomandat fiind un AF139.

Alimentarea se face cu 9 V, puterea radiată ajungînd la 50 mW.



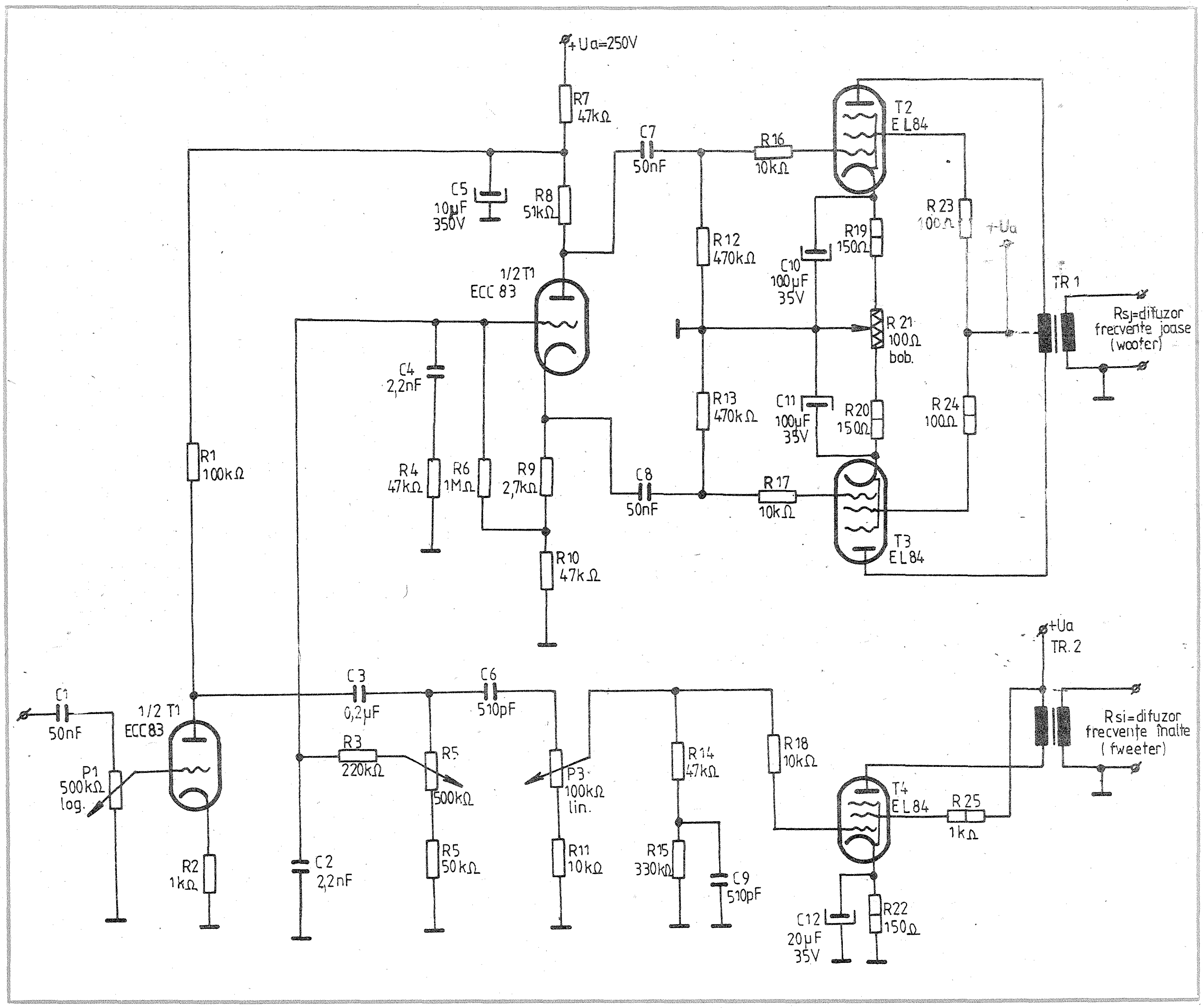
rele „MODERN", „ESTONIA 2", „FESTIVALS", „ROSSINI 5801", „SIMFONIA" etc. pentru Tr. 1 (ieșire in contratimp) și de la „EFORIE", „ENESCU", „BUCUREȘTI 500", TV „RUBIN 102" etc. pentru transformatorul Tr. 2.

— Din R21 se poate echilibra curentul anodic al celor două tuburi atunci cînd acestea au uzuri diferite sau emisii catodice inegale.

— Se poate utiliza orice configurație pentru cele două etaje finale, după dorința constructorului; se va menține configurația rețelei de separare și a rețelelor de atenuare.

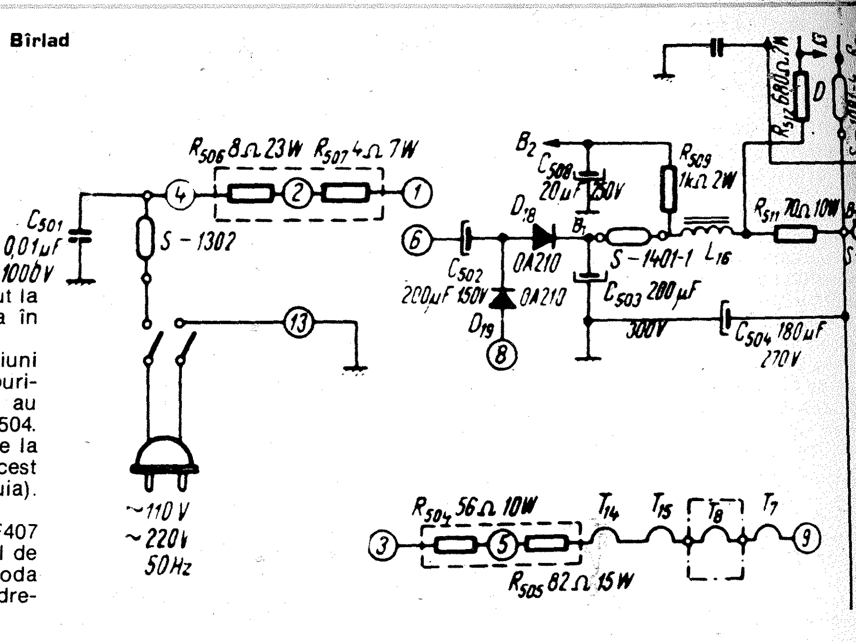
— Pentru transformatorul de rețea se poate utiliza unul de intrare recuperat de la un TV „RUBIN 102" scos din uz (sau alt tip de TV cu alimentare din transformator de rețea).

Montajul oferă posibilități largi de experimentare pentru audiofilii ce doresc să-și construiască singuri aparatura audio.



M. FLORIN, Bîrlad

NAȚIONAL VS43-614



Acest tip de televizor, ca și fratele său Luchian VS47—632, a avut la vremea lui performanțe deosebite în ceea ce privește siguranța în funcționare și calitatea imaginii și sunetului.

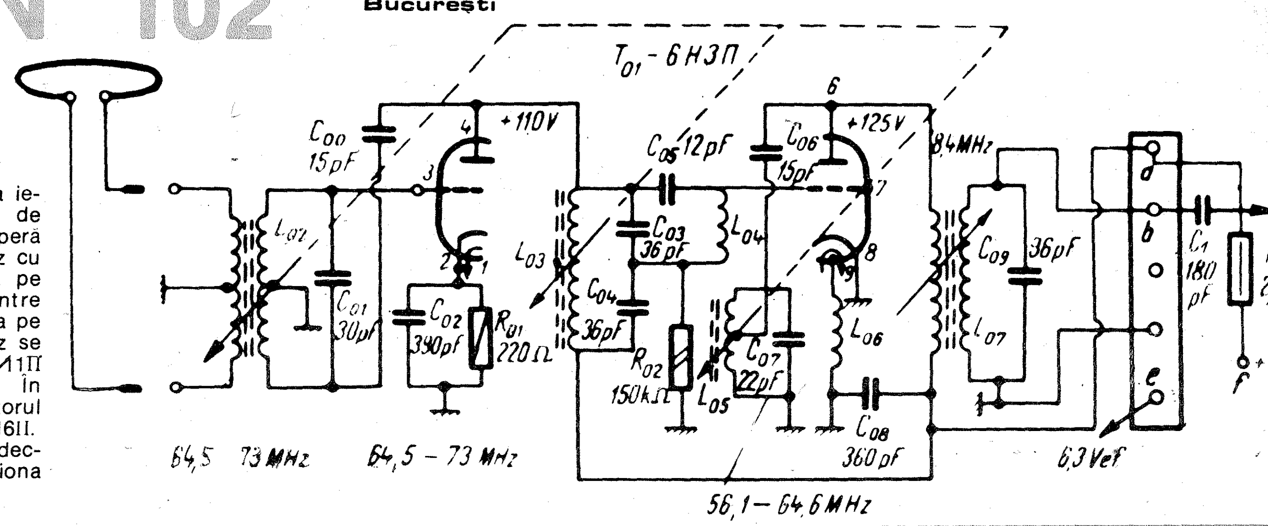
Dacă tubul cinescop este bun merită să remediați micile defecțiuni care au apărut. Faptul că circuitul de alimentare a filamentelor tuburilor este întrerupt, că, verificate la ohmmetru, toate filamentele au continuitate va determina și controlul conexiunilor la rezistorul R504. Cel mai sigur aici este defecțiunea. De obicei, firele de conexiune la acest rezistor sînt corodate. Pentru ușurință vă pot informa că acest rezistor este situat lîngă tubul PL36 (în partea superioară a acestuia). Refaceți legăturile și totul va reintra în normal.

Diodele din redresor se înlocuiesc cu o singură diodă F407 (1N4007), fiindcă, lucrînd la 220 V, nu se mai conectează dublorul de tensiune. Deci punctul 1 se conectează la punctul de intrare în dioda D18, care acum este F407. Condensatorul C502 se suprimă din redresor și se poate conecta în alt punct al schemei.

Pagini realizate de ing. ILIE MIHĂESCU

RUBIN 102

DĂNUȚ CRISTEA, București



Frecvența semnalului la ieșirea blocului UUS este de 8,4 MHz, fiindcă se acoperă banda 64,5 MHz—73 MHz cu un oscilator ce lucrează pe frecvențele cuprinse între 56,1—64,5 MHz. Aducerea pe frecvența de FI—6,5 MHz se efectuează de tubul 6И1П echivalent cu ECH81. În acest bloc verificați rezistorul R1 (2,2 kΩ) și tubul 6H6П.

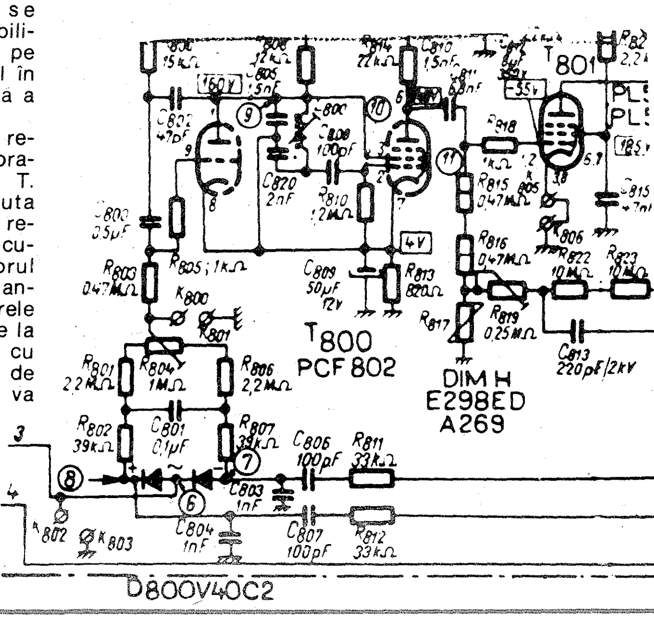
Atenție! Fără antena adecvată nu se poate recepționa gama UUS.

H. SCHUSTER, Timișoara

VIDEO PLAYER

Aplicînd semnal la intrarea televizorului de tip hibrid Lux E, Saturn H etc. de la video player, prin intermediul unui generator RF modulat, de tipul celor folosite și la jocul cu AY3—8 500, se constată o instabilitate pronunțată pe linii și în special în partea superioară a ecranului.

După cum ne recomandă colaboratorul nostru, dl. T. Ursoiu, neplăcuta situație se poate remedia facil, înlocuind condensatorul C801 (0,1 µF), plantat între rezistoarele R802 și R807 (de la diodele D800), cu un condensator de 10 nF; imaginea va deveni stabilă.



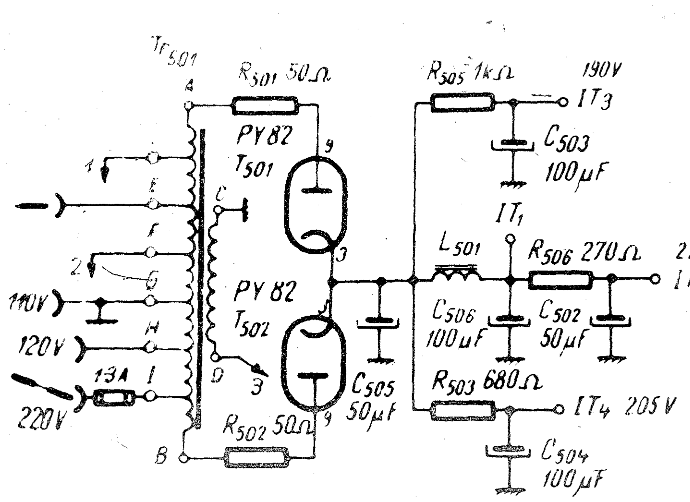
LAZĂR JURCĂU, jud. Cluj

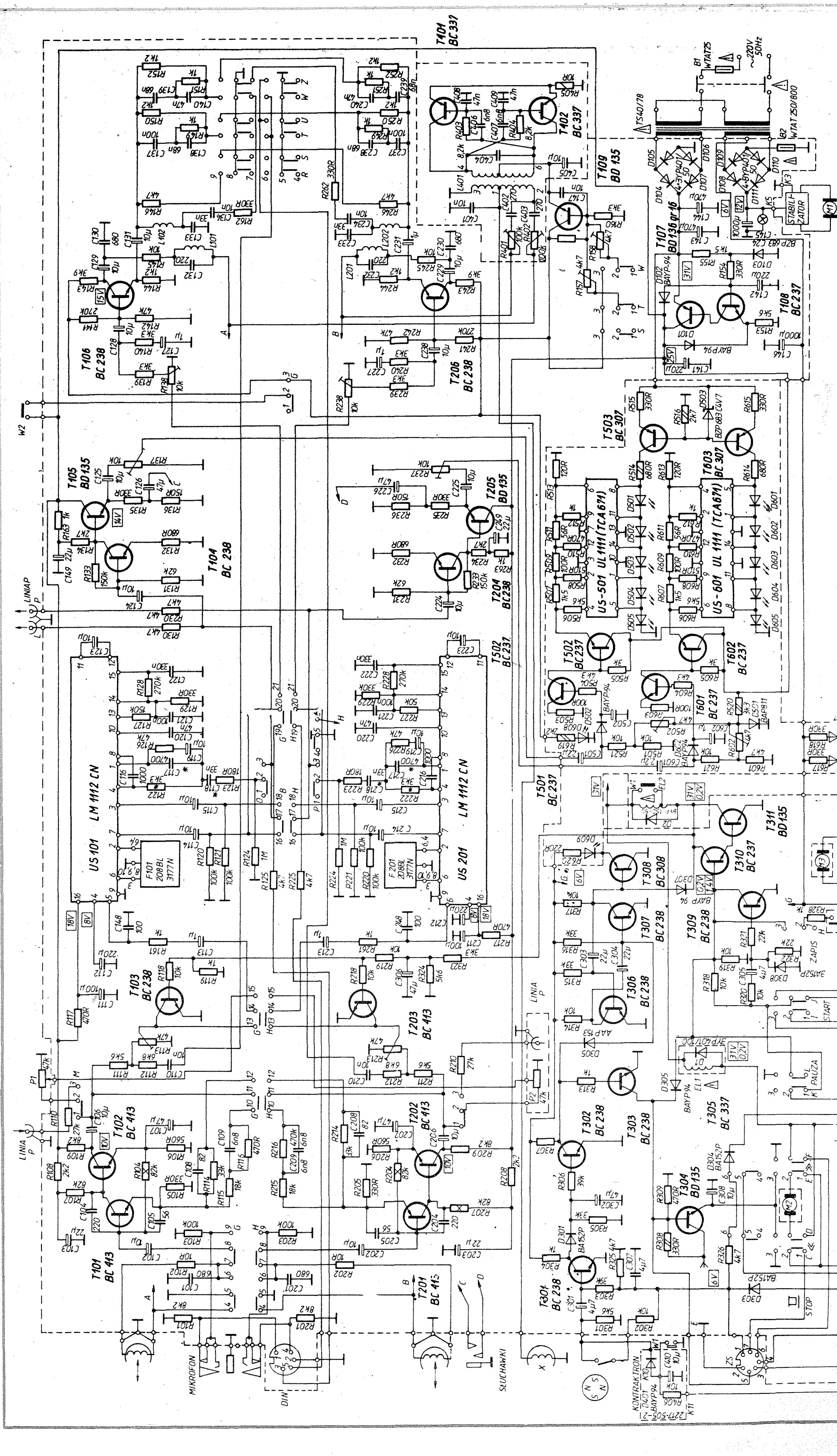
E-47A

Tuburile redresoare PY82 din televizorul dv. pot fi înlocuite cu două diode F407 sau 1N4007 și un rezistor astfel: între piciorușele 9 și 3 de la fiecare tub se montează cîte o diodă; de reținut că la 3 se conectează catodul.

Între terminalele 5—5 ale celor două tuburi se va monta un rezistor de 130 Ω/15 W.

Dacă s-a restabilit sistemul de alimentare, verificați funcționarea celorlalte etaje și dacă mai aveți neclarități scrieți-ne.





MDS-418

Casetofonul MDS-418, construit de firma UNITRA, este de tip stereofonic, folosind o schemă electrică în componența căreia sînt atît circuite integrate, cît și tranzistoare.

Preamplificatoarele de intrare sînt dotate cu tranzistoare de zgomot mic tip BC413 (T101 și T102), amplificarea necesară semnalului fiind realizată de circuitul integrat LM1112CN.

Funcția de VU-metru este asigurată de circuitul UL1111 (TCA671), iar tranzistoarele T401 și T402 formează oscilatorul pentru semnalul de ștergere și premagnetizare.

FRECVENŢMETRU PENTRU 144 MHz

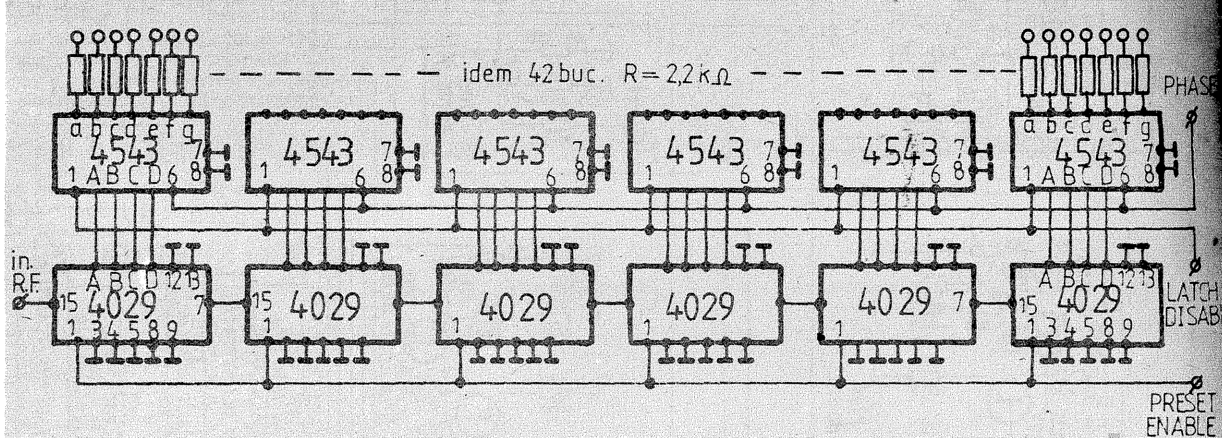
ing. GEORGE PINTILIE

Titlul este incitant la prima vedere şi in mod logic se pune intrebarea: cum s-a putut oare realiza un frecvenţmetru pentru banda de 144 MHz folosind numai circuite integrate de tipul CMOS, cunoscind faptul ca aceste componente, la o tensiune de alimentare de 15V, funcţioneaza doar pina la frecvenţa de 11 MHz?

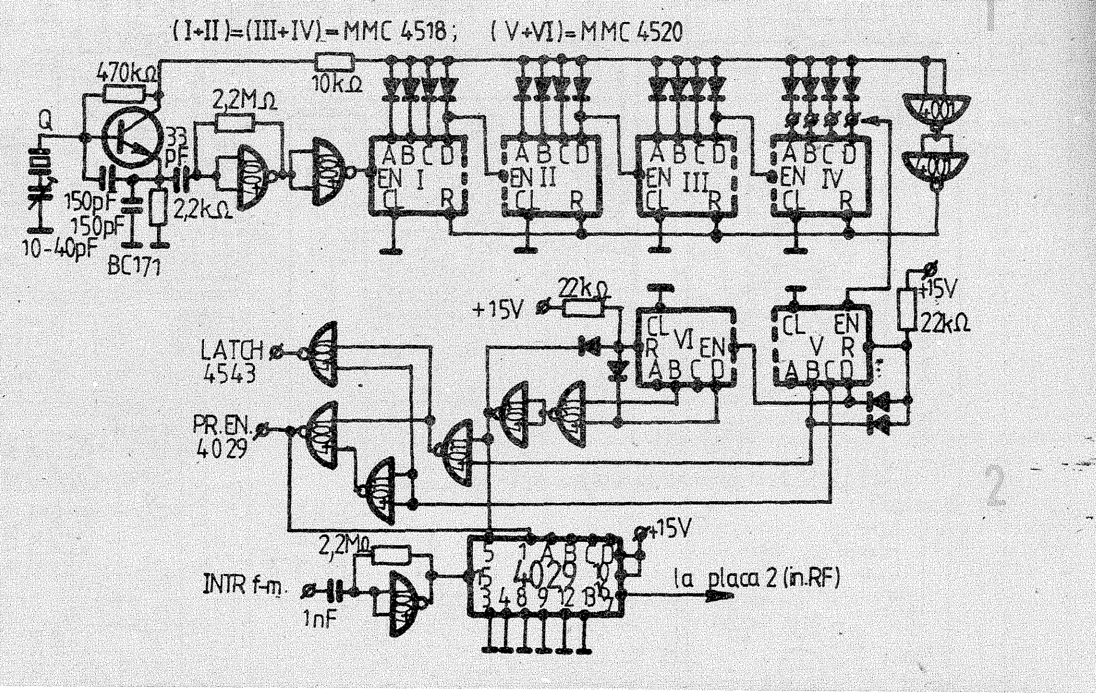
Pentru a realiza acest deziderat, s-a plecat de la o situaţie particulara, anume aceea pentru cazurile emitatoarelor de U.U.S. care folosesc un VFO cu frecvenţa de 12 MHz şi prin multiplicari se obţine frecvenţa de 144 MHz. Mai exact, pentru acoperirea completa a benzii de unde ultrascurte repartizate radioamatorilor de 144—146 MHz, este nevoie ca limitele de variaţie a frecvenţei VFO-ului sa varieze intre 12,000—12,166 MHz.

Frecvenţmetrul prezentat „citeşte" de fapt valoarea acestei frecvenţe a VFO-ului, dar pentru a indica valoarea frecvenţei multiplicate s-a recurs la un artificiu tehnic: s-a marit timpul de citire a frecvenţei de la o secunda la 1,2 secunde. In acest fel, frecvenţmetrul va numara, in unitatea de timp aleasa (de 1,2 secunde), un numar de oscilaţii de 1,2 ori mai mare. Astfel, la frecvenţa de 12 MHz a VFO-ului, aparatul va indica 12,000000x1,2, adica valoarea 14,400000. In mod identic, la valoarea frecvenţei VFO-ului de 12,166666 MHz, frecvenţmetrul va indica valoarea de 14,600000. Privind aceste cifre şi mutînd în mod convenabil locul virgulei, vedem ca se obţin valorile 144 şi 146 (cu zerourile respective), adica limitele de frecvenţe de 144 şi 146 MHz, ceea ce dorim sa vizionam pe scala frecvenţmetrului.

In traficul de radioamatori, în cazul cind se folosesc radioemiţatoare cu modulaţie de frecvenţa, s-a observat ca este suficienta o „putere de rezoluţie" de citire a frecvenţei de lucru de 1 kHz. Astfel este suficient sa fie afişate numai 6 cifre, corespunzatoare frecvenţelor de 144,000 MHz şi 146,000 MHz. Acest lucru este foarte util mai ales cînd se foloseşte retranslatorul pentru radioamatori instalat în Munţii Bucegi, care utilizeaza frecvenţele de 145,000 şi 145,600 MHz, respectiv la recepţie şi la emisie.



1



2

Descrierea frecvenţmetrului

Pentru a reduce numarul de circuite integrate folosite, pentru unitatea de timp în care se citeşte valoarea frecvenţei nu s-a ales valoarea de 1,2 secunde (cum am descris mai sus), ci de 0,12 secunde; astfel citirea frecvenţei se face mai rapid.

Baza de timp a aparatului este prezentata în figura 2.

Pentru a obţine o stabilitate buna a frecvenţei oscilatorului pilotat cu cristal, acesta a fost realizat cu tranzistorul BC171 şi nu cu o poarta a circuitului integrat MMC4001.

În serie cu oscilatorul au fost conectate doua porţi de tipul MMC4001 pentru a realiza o separare rezonabila între oscilator şi divizoarele de frecvenţa ulterioare conectate în cascada.

Aceste divizoare de frecvenţa, în numar de patru (doua numaratoare zecimale duble de tipul MMC4518), realizeaza o divizare programabila. Este necesar acest lucru pentru a putea porni la realizarea bazei de timp de la un cristal cu frecvenţa proprie de rezonanţa „oarecare". Se pot folosi cristale cu frecvenţa cuprinsa în limitele de 1—8 MHz.

Cum se calculeaza ordinul de divizare programabil? Sa presupunem ca avem un cristal cu valoarea înscrisa pe el de 5,650 MHz. Deoarece divizarea ulterioara este de 1,2 (cum am explicat anterior), facem urmatorul calcul: 5 650:1,2= 4 708,333. Deoarece nu putem realiza o divizare cu zecimale, luam valoarea de 4 708 şi o înmulţim cu 1,2, adica 4 708x1,2 =5 649,6. Aceasta valoare obţinuta trebuie sa corespunda valorii frecvenţei de oscilaţie a cristalului. Se ştie ca orice cristal permite variaţia frecvenţei de oscilaţie în limitele a ± 500 Hz, ceea ce se realizeaza cu ajutorul condensatorului trimer de 10—40 pF, conectat în serie cu acesta.

Cu ajutorul unui frecvenţmetru bine etalonat, se masoara la ieşirea celei de-a doua porţi 4001 valoarea frecvenţei de oscilaţie a cristalului şi, acţionînd asupra condensatorului trimer de 10—40 pF, acesta se va ajusta astfel încît sa obţinem frecvenţa de 5,649600 MHz. De acurateţea acestui reglaj depinde precizia de citire a frecvenţmetrului nostru.

În continuare vom folosi tabelul din figura 3. Pornind de la numarul 4 708 (calculat anterior, 5 649,6:1,2= 4 708), alegem din tabel primul numar inferior acestuia; în cazul nostru valoarea de 4 000, corespunzator ieşirii C a circuitului integrat IV. In continuare calculam astfel: 4 708—4 000=708. Mai departe alegem numarul imediat inferior valorii obţinute, adica 400 (ieşirea C a C.I. III) şi calculam: 708—400=308. Şi aşa mai departe, vom realiza tabelul:

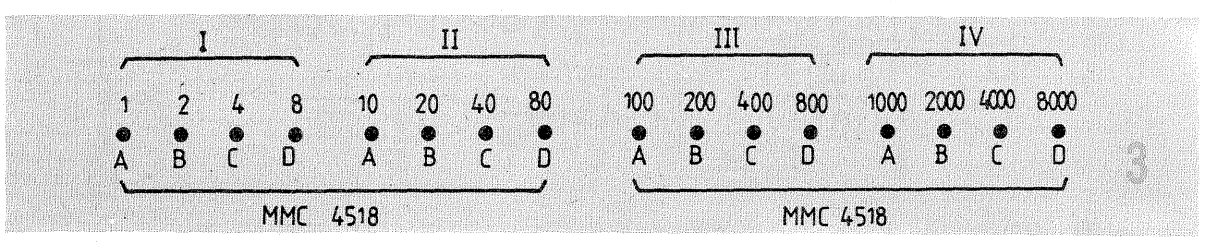
4 708 − 4 000 = 708 → IV.C
708 − 400 = 308 → III.C
308 − 200 = 108 → III.B
108 − 100 = 8 → III.A
8 − 8 = 0 → I.D

Trebuie sa realizam aceste operaţii pina obţinem cifra zero.

Mai departe, în dreptul ieşirilor care au reieşit din calcul, adica la ieşirea C a C.I. IV, la ieşirile A, B şi C ale C.I. III şi la ieşirea D a C.I. I, vom conecta diode 1N4148 în aceste locuri, conform schemei din figura 2.

În schema din figura 2 sînt indicate diode la toate ieşirile A, B, C şi D ale circuitelor integrate I—IV. Noi vom conecta diode numai în locurile reieşite din calcul.

Mai departe, intrarea ENABLE a circuitului integrat V se va conecta la borna de la care s-a facut prima scadere, în cazul nostru la IV.C.



3

Sa presupunem ca avem un cristal cu frecvența indicata de 1,725 MHz. Mai departe valoarea (cu 4 cifre) de 1 725 o împarțim la 1,2; 1 725:1,2= 1 437,5. Aceasta valoare nu este folosibila deoarece conține zecimale. Numerele întregi cele mai apropiate ale divizarii sînt de 1 437 și 1 438 care, înmulțite cu 1,2, corespund unor frecvențe ale cristalului de 1 724,4 și, respectiv, 1 725,6. Pe urma, acționînd trimerul de 10—40 pF și masurînd frecvența de oscilație cu un frecvențmetru, cum am descris anterior, cautam sa obținem una din cele doua valori reieșite din calcul, adica de 1,7244 MHz sau 1,7256 MHz.

Sa presupunem ca am reușit sa obținem frecvența de 1,7244 MHz, care corespunde cifrei de 1 437 menționate mai înainte.

În continuare realizam următorul tabel:

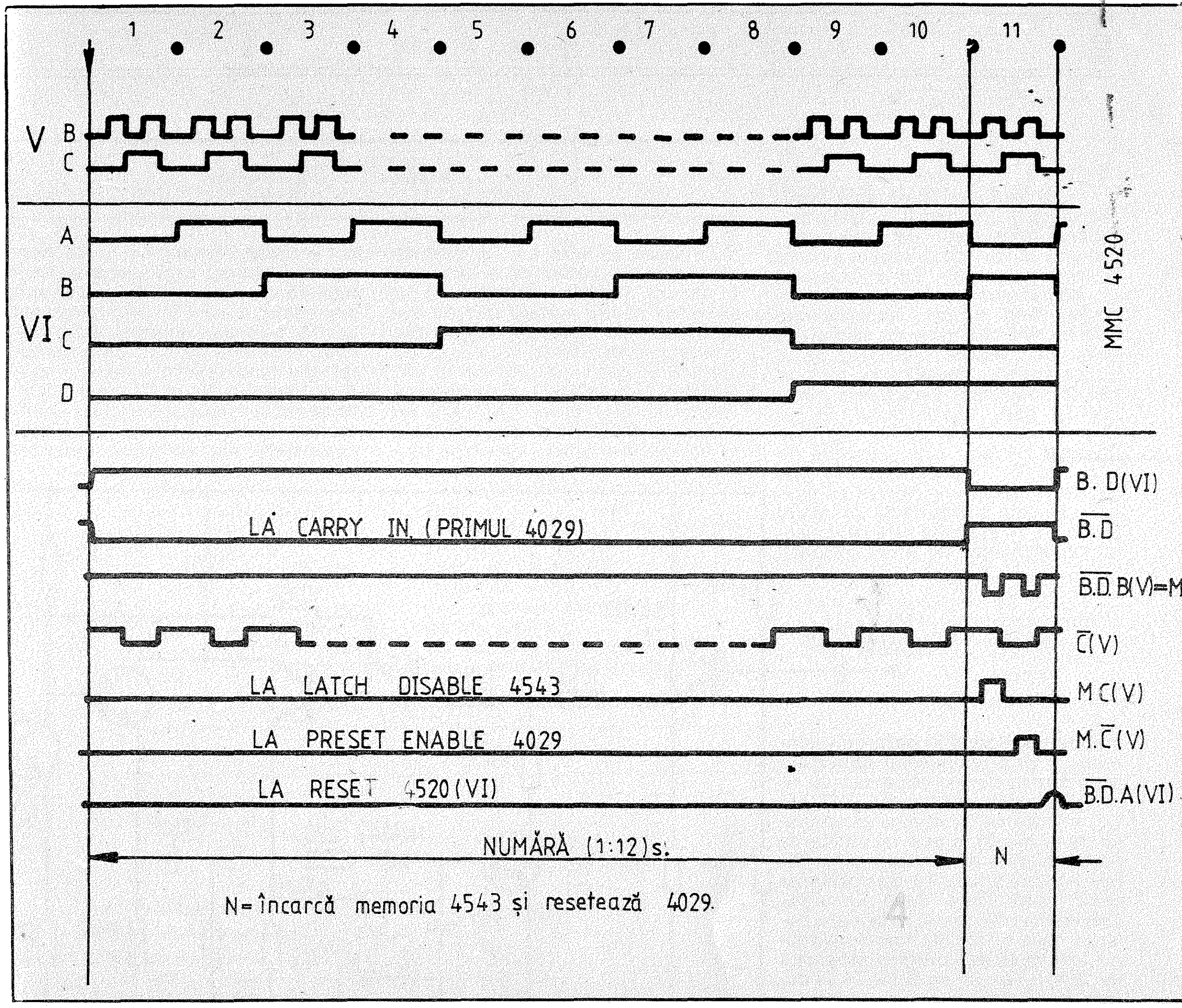
1 437 − 1 000 =	437 →	IV.A
437 − 400 =	37 →	III.C
37 − 20 =	17 →	II.C
17 − 10 =	7 →	II.A
7 − 4 =	3 →	I.C
3 − 2 =	1 →	I.B
1 − 1 =	0 →	I.A

Deci, vom conecta diode numai în locurile reieșite din tabel, iar intrarea în numaratorul V se va face de la ieșirea IV.A.

Conectînd astfel diodele, vom realiza o divizare de 1 437 de ori. În acest fel, la ieșirea divizorului IV, în cazul acesta la borna IV. A vom avea semnale cu frecvența de 1 200 Hz. Aceasta valoare reiese din urmatorul calcul: 1,724400 (frecvența reglata obținuta a cristalului) împarțita la 1 437. Astfel, obținem 1 724400 : 1 437= 1 200.

În continuare, circuitul integrat V (1/2 din MMC4520) divizeaza cu 10 și obținem la ieșirea acestuia frecvența de 120 Hz. A doua jumatate a C.I. 4 520 divizeaza cu 11, conform tabelului desfașurat din figura 4. Cu ajutorul a doua circuite integrate de tipul MMC4001 și MMC4011 se realizeaza celelalte semnale prezentate în tabelul menționat.

Frecvențmetrul se alimenteaza de la o sursa de 15 V, care trebuie sa



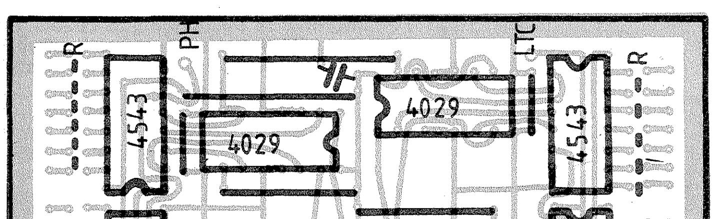
4

asigure un consum de 250 mA.

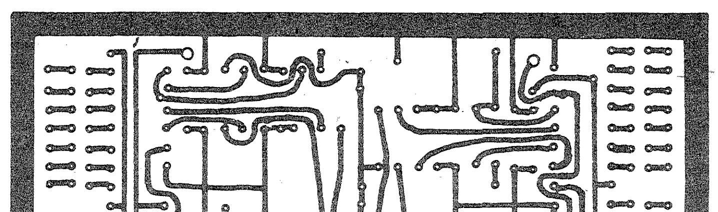
În catalogul firmei producatoare „Microelectronica" se precizeaza ca la tensiunea de alimentare de 15 V, circuitele integrate CMOS din seria MMC... au o frecvența minima de lucru de 11 MHz. Din practica am constatat ca unele exemplare din aceasta serie merg bine pîna la 13—14 MHz. Astfel se va alege „cel mai bun" exemplar din circuitele integrate MMC4029, cu frecvența cea mai ridicata de lucru, și se va monta în locul celui indicat în schema din figura 2.

Cablajul se realizeaza pe o placa cu cablajul imprimat pe o singura fața, cu dimensiunile de 12,2x9,2 cm. Traseele circuitelor sînt prezentate în desenul din figura 5.

În figura 6 se prezinta modul de amplasare a pieselor. Deoarece s-a ales varianta realizarii unui cablaj imprimat numai pe o singura suprafața, pentru o comoditate evidenta a executarii acestuia au fost necesare unele ștrapuri (legaturi cu conductoare) suplimentare.

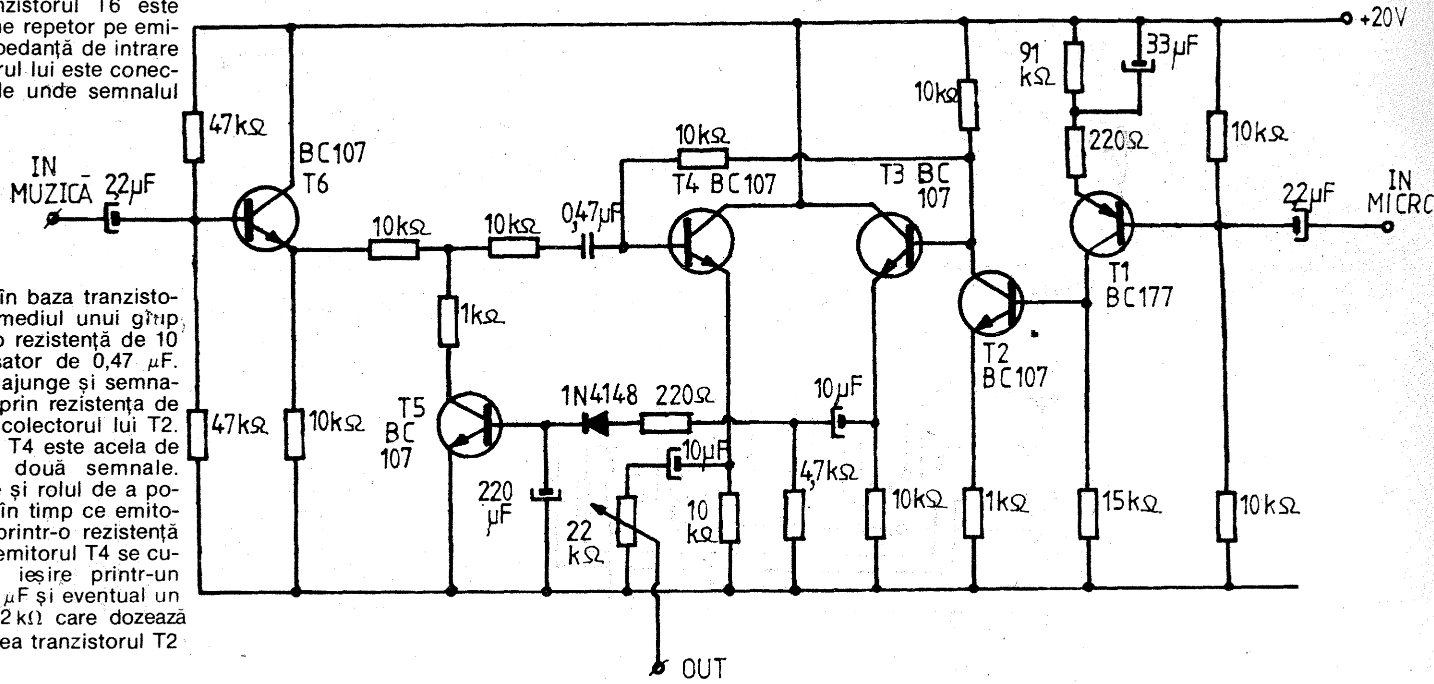


6


5

DISCO-MIXER

Montajul din figură este destinat utilizării în special în discoteci, purtînd și numele de „talk-over". Denumirea vine de la scopul pe care îl urmărește, acela de a introduce un comentariu vorbit, atenuînd în același timp muzica. Tranzistoarele folosite sînt obișnuite, cu siliciu, din gama BC. Muzica provenind de la un casetofon, magnetofon, pick-up sau compact disc player este injectată în baza tranzistorului T6, în timp ce semnalul de la microfon (mesajul vorbit) este introdus în baza lui T1. Tranzistorul T6 este montat în conexiune repetor pe emitor și asigură o impedanță de intrare de 22 kΩ. În emitorul lui este conectat un atenuator de unde semnalul muzical este adus în baza tranzistorului T4 prin intermediul unui grup serie format dintr-o rezistență de 10 kΩ și un condensator de 0,47 μF. Tot în baza lui T4 ajunge și semnalul de la microfon prin rezistența de 10 kΩ ce vine din colectorul lui T2. Rolul tranzistorului T4 este acela de mixer între cele două semnale. Tranzistorul T2 are și rolul de a polariza baza lui T4, în timp ce emitorul este polarizat printr-o rezistență de 10 kΩ. Tot din emitorul T4 se culege semnalul de ieșire printr-un condensator de 10 μF și eventual un potențiometru de 22 kΩ care dozează nivelul. De asemenea tranzistorul T2 polarizează și baza lui T3, aceasta din urmă avînd rolul de a amplifica în curent semnalul provenit de la microfon pentru a ataca în mod corect celula de redresare formată din rezistențele de 220 Ω; 4,7 kΩ, dioda 1N4148 și condensatorul de 10 μF. Condensatorul de 220 μF conectat la ieșirea acestor celule (în baza lui T5) asigură filtrajul și o temporizare la intrarea semnalului vorbit pe fondul muzical. Tensiunea de la bornele sale aigură saturarea tranzistorului T5 care face parte din divizorul din emitorul lui T6. Prin saturarea lui T5 semnalul muzical este atenuat, rezistența de 1 kΩ din colectorul său fiind practic pusă la masă. Tranzistoarele T1 și T2 amplifica în tensiune semnalul provenit de la microfon, pentru a-l aduce la un nivel comparabil cu semnalul muzical, numai T2 asigurînd o amplificare de aproximativ 10 ori. Microfonul folosit este dinamic, putînd avea o impedanță cuprinsă între 600 Ω și 1,5 kΩ. Impedanța de ieșire a montajului este mai mică de 50 Ω. Se recomandă alimentarea de la o sursă stabilizată de tensiune cu valoarea de 20 V, dar montajul poate funcționa și cu o tensiune cuprinsă între 18 V și 24 V.



Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

PREAMPLIFICATOR AUDIO DE PERFORMANȚĂ

Subiectul articolului de față îl constituie construcția unui preamplificator de înaltă performanță a carui schemă-bloc este prezentată în figura 1. Pentru a obține performanțe din clasa HI—FI, montajul este alimentat la o tensiune mai mare decît în mod obișnuit, la E=+38 V, iar volumul se reglează nu cu divizor rezistiv pasiv, ci modificînd rețeaua de reacție, deci un control activ al volumului. În mod uzual, nivelul semnalului la ieșirea preamplificatorului are o valoare medie în jur de 50 mV, astfel încît semnalul este amplificat numai la valoarea necesară unui anumit nivel de ieșire, restul de amplificare fiind folosit pentru mărirea gradului de reacție negativa, deci la creșterea liniarității benzii de frecvență și micșorarea coeficientului de distorsiuni armonice.

Preamplificatorul corector RIAA (de doză electromagnetica) are un cîștig relativ mic, +20 dB la frecvența de 1 kHz, ceea ce asigura o valoare mare a tensiunii maxime admisibile pe intrare. Urmeaza un filtru subsonic (trece-sus), de ordinul trei, care taie frecvențele infrasonore cît înca au un nivel mic. Amplificatorul principal împreuna cu controlul volumului urmeaza după filtrul subsonic și asigura o amplificare maxima a semnalului de 10 ori (+20 dB), apoi corectorul de ton de tip Baxandall, care la f=1 kHz are cîștig unitar.

Utilizarea unui control activ al volumului elimină problemele provocate de un control obișnuit (pasiv) al volumului. Astfel, daca toata amplificarea are loc înainte de reglajul volumului, sursa de alimentare va limita nivelul tensiunii maxime aplicabile la intrare. În cazul în care după reglajul de volum semnalul este amplificat, raportul semnal/zgomot se va înrautați pentru ca zgomotul produs de etajele ulterioare nu va mai fi atenuat. Utilizarea a două reglaje de ton, unul în amonte și altul în avalul circuitului, ar fi o soluție, dar soluția cea mai eleganta este utilizarea controlului activ al volumului.

După cum am mai spus, cîștigul preamplificatorului corector RIAA este redus (la 1 kHz), deci rețeaua de reacție (care asigura cîștigul și corecția tipica) are o impedanță relativ mica și care scade o data cu frecvența. Avînd în vedere cîștigul la frecvența de 1 kHz, care este de 20 dB, conform corecției RIAA, la frecvența de 20 kHz cîștigul trebuie sa fie mai mic cu 19,3 dB, ceea ce înseamna ca amplificarea la această frecvență se apropie de unitate. Acest lucru implica dificultați în stabilirea exacta a caracteristicii de frecvență care este cazatoare; din acest motiv se mai prevede un filtru trece-jos cu frecvența de frîngere (la -3 dB) la 22 kHz, ceea ce asigură scăderea cîștigului în continuare cu o rata constantă. În acest mod caracteristicile de frecvență și fază ale corecției tip RIAA se obțin cu o eroare foarte redusă.

Circuitul de bază al preamplificatorului de doză este cel din figura 2. În această configurație, amplificarea este asigurată în principal de către cel de-al doilea tranzistor, care are în colector un bootstrap pentru asigurarea unui cîștig mare în buclă deschisă și o bună liniaritate. Etajul de ieșire este un push-pull. Tranzistorul T3 este o sursă de curent comandată în antifază față de T4 prin intermediul condensatorului C10 (și senzorul de curent R15). Aceasta poate fi considerată ca o reacție negativă care menține curentul prin R15 constant. Cîștigul este egal cu unitatea și variațiile curentului prin T4 se reduc la jumătate de către C10. Datorită comandării în antifază a tranzistorului T3, etajul poate asigura un curent de vîrf dublu și o excursie a amplitudinii la ieșire dublă (în special la frecvențele înalte). Etajul ce urmează este un filtru subsonic, realizat cu ajutorul unui filtru Butterworth de ordinul trei cu o atenuare de 18 dB/octavă. Caracteristica filtrului indică o scădere a amplitudinii semnalului cu 1,5 dB la 20 Hz (față de 1 kHz) și cu 14 dB la 10 Hz. Filtrul este format din niște celule RC plus tranzistoarele T5 și T6 în configurație de repetor pe emitor, avînd ca sarcină o sursă de curent. S-a ales această variantă datorită excelentei ei liniarități. De la ieșire se poate culege un semnal pentru imprimarea pe bandă sau casetă, cu o amplitudine de aproximativ 50 mV, aceasta depinzînd de sensibilitatea dozei de pick-up (vezi figura 2). Scopul rezistenței R24 este acela de a proteja tranzistorul T6 în cazul unui scurtcircuit pe mufa de ieșire imprimare. Distorsiunile armonice ale preamplificatorului RIAA pentru o valoare a semnalului de ieșire de 6 V la f=1 kHz sînt mai mici de 0,004%, dar cum semnalul mediu ce se obține în mod normal la ieșirea unui astfel de preamplificator este de 50 mV distorsiunile vor fi și mai scăzute. Pe intrare pot fi injectate semnale cu amplitudinea mai mare de 1 V la f=1 kHz sau 3,8 V la f=10 kHz, fără ca primul etaj să intre în limitare. Toate aceste performanțe justifică alegerea acestei scheme mai laborioase, cît și amplificarea mai scăzută adoptată. Acuratețea caracteristicii față de cea ideală RIAA depinde de toleranțele pieselor din rețeaua de reacție care stabilesc constantele de timp RC. Pentru o toleranță de 5% deviația trebuie să fie mai mică decît ±0,5 dB în banda 1 kHz—15 kHz sau ±1 dB în banda 20 Hz—20 kHz. Raportul semnal/zgomot este egal cu 68 dB pentru un semnal de 5 mV la intrare (f=1 kHz).

Componentele care asigură polarizarea, adică R2, R3, R4, C2, C3, D1, D2 cît și C12, nu se mai repetă și în canalul al doilea. Punctele A, B, C se leagă în canalul secund la rezistența R20 (punctul A), la rezistența R14, R22 (punctul B) și la rezistența R6 (punctul C).

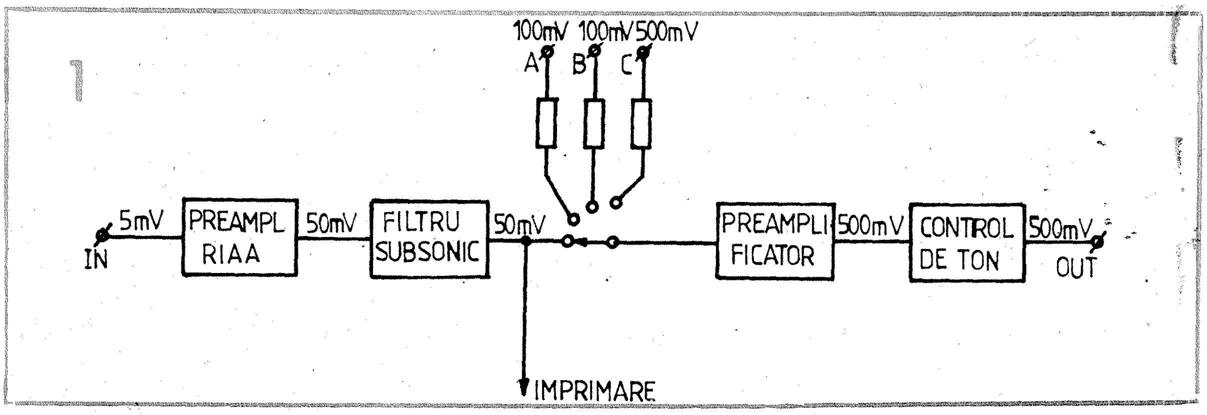
Cea de-a doua parte a schemei este compusă dintr-un corector de

ton și un control activ al volumului. Intrările selectabile din comutatorul K au diferite sensibilități; pot fi folosite și ca monitor (pentru extragerea semnalului).

Amplificarea etajului este stabilită de potențiometrul Pv care este pe post de rezistență de reacție. Cîștigul maxim este de 20 dB și se obține atunci cînd Pv are valoarea maximă; expresia lui este dată de raportul dintre Pv și rezistența de intrare. Atunci cînd Pv este complet șuntat, cîștigul este unitar.

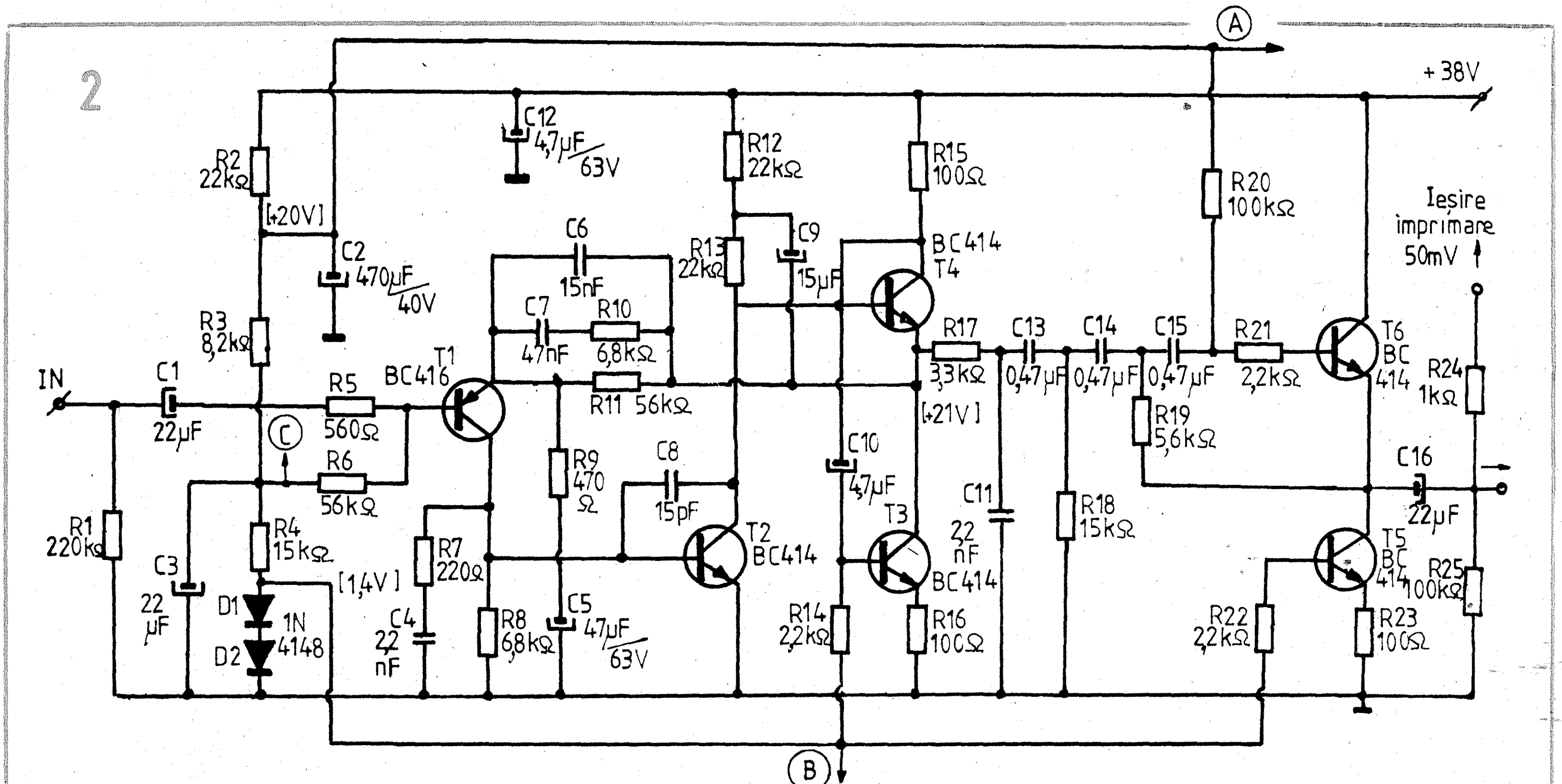
Tranzistoarele T7 și T8 formează un etaj cascod cu bootstrap în colector, iar T9 este un repetor pe emitor. Liniaritatea este îmbunătățită prin injectarea unui curent în T7 prin rezistența R33. Filtrul R32, C17 reduce ondulațiile tensiunii de alimentare, în timp ce R40 previne instabilitatea la frecvențe ridicate. Corectorul de ton este de tip Baxandall obișnuit. Tranzistorul T11 este tot un repetor pe emitor cu rol de separator. Rezistența R52 are scopul de protecție la scurtcircuitarea ieșirii. Datorită faptului că impedanța de ieșire este mică pot fi utilizate și fire lungi de legătură cu etajul următor, fără pierderi la frecvențe înalte.

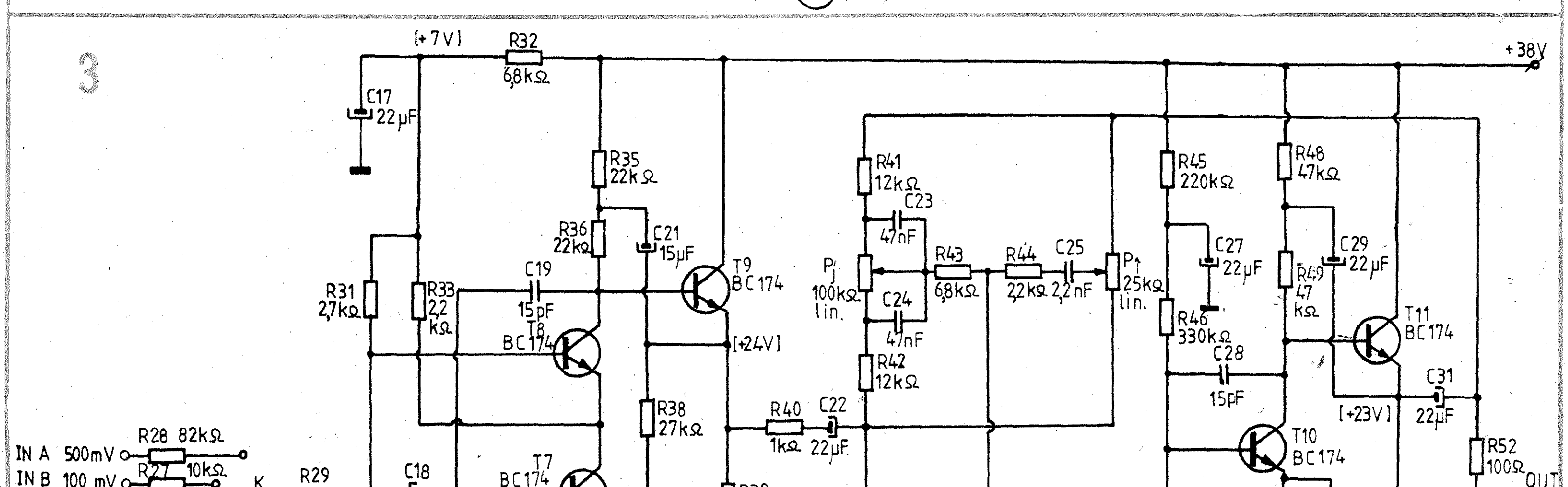
Performanțele obținute sînt următoarele:



— sensibilități de intrare: 5 mV/47 kΩ pentru intrarea de doză electromagnetică:
100 mV/20 kΩ (IN C)
100 mV/20 kΩ (IN B)
500 mV/100 kΩ (IN A)
— tensiuni de ieșire: 500 mV (ieșire preamplificator)
— banda de frecvență:
±1 dB 20 Hz÷20 kHz (RIAA)
0 ÷ —0,5 dB 20 Hz—20 kHz (cu corecțiile de ton în poziție mediană)
— distorsiuni: de la intrarea de pick-up pînă la ieșirea spre amplificatorul de putere la o amplificare egală cu 6, acestea sînt mai mici de 0,008% la 8 V și mai mici de 0,005% la 5 V nivel de ieșire.
— raportul semnal/zgomot: 68 dB pentru preamplificatorul RIAA
75 dB pentru preamplificatorul corector la cîștig maxim
90 dB la cîștig unitar (minim)
— reglajul de ton:
±14 dB la 50 Hz
±10 dB la 10 kHz
— curentul absorbit: aprox. 80 mA (la +38 V).

În cazul în care se dorește modificarea frecvențelor la corectorul de ton se procedează în felul următor: pentru înalte, frecvența de la care începe corecția se poate mări de la 2 kHz (în cazul de față) la 5 kHz prin micșorarea valorii condensatorului C25 la 1 nF. Pentru diverse frecvențe poate fi montat un comutator cu care să se poată alege frecvența de tăiere pentru înalte. Preamplificatorului nu i s-a prevăzut reglaj al balansului pentru a păstra separarea între canale, acest lucru putînd fi făcut prin reglarea independentă a volumului pe fiecare canal în parte.





ADAPTOR

ALEX. MĂRCULESCU

În lipsa unui capacimetru (eventual punte RC, tester specializat etc.), numeroşi constructori amatori verifică şi acum condensatoarele cu ajutorul clasicului ohmmetru serie, respectiv cu multimetrul disponibil, comutat pe unul din domeniile de kiloohmi (X1, X10, X100 kΩ).

Desigur, metoda nu constituie o măsurătoare propriu-zisă, dar permite depistarea sigură a unor condensatoare defecte („întrerupte" intern, deci fără capacitate, sau scurtcircuitate/străpunse), precum şi a unora „suspecte", de exemplu avînd curentul de fugă inacceptabil de mare. Prin comparaţie şi cu puţină experienţă a operatorului, se pot stabili pe această cale chiar şi ordinele de mărime ale capacităţilor (urmărind, de pildă, timpul de încărcare).

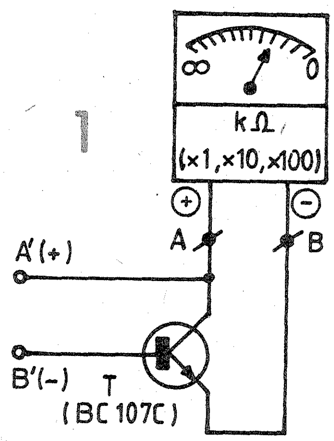
Neajunsul major al procedeului îl constituie însă plaja limitată de valori C explorabile, ţinînd cont de sensibilitatea uzuală a instrumentului indicator şi de tensiunea redusă de alimentare. Astfel, cu un AVO-metru obişnuit avînd instrumentul indicator de 40—100 μA şi tensiunea de alimentare a ohmmetrului de 3—4,5 V, cu greu pot fi puse în evidenţă capacităţi mai mici de aproximativ 0,1—0,5 μF.

Alăturat vă sugerăm extinderea acestui domeniu cu două sau chiar trei ordine de mărime înspre valorile mici de capacitate printr-un artificiu vechi, extrem de simplu şi eficient.

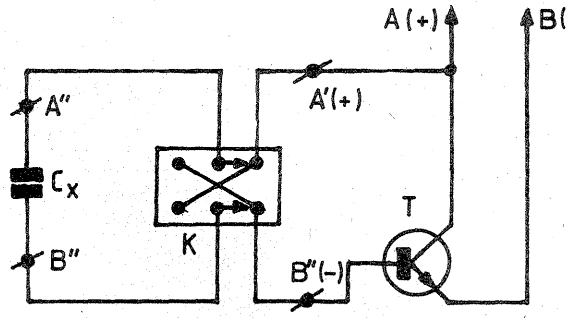
După cum se arată în figura 1, la bornele A—B ale ohmmetrului se racordează circuitul emitor-colector al unui tranzistor T de mică putere (npn, cu siliciu, cu factorul beta cît mai mare). Evident, se va ţine cont de polaritatea bornelor ohmmetrului, conectînd emitorul la borna minus şi colectorul la borna plus.

Noile borne de testare, A'—B', le vom conecta în colectorul (+), respectiv în baza tranzistorului (-).

Cu un tranzistor T de excepţie, avînd factorul beta în jur de 800 (selectat din familia BC107C), am reuşit testarea sigură a unor condensatoare cu capacitatea de numai aproximativ 100 pF. Chiar şi în cazul tranzistoarelor uzuale (cu factorul beta de 400—500), se pot pune uşor în evidenţă capacităţi de ordinul sutelor de picofarazi.



La realizarea practică a adaptorului — care poate fi un mic modul inserat pe cordoanele ohmmetrului sau chiar înglobat într-o mufă/priză suplimentară pe carcasa AVO-metrului — se vor evita firele lungi de conexiune, în caz contrar fiind necesară ecranarea. Se va evita, de asemenea, pe parcursul testărilor, atingerea cu mîna a condensatorului de verificat. Nu numai că pot astfel fi captaţi „paraziţi", pe care tranzistorul îi detectează şi îi amplifică, eronînd indicaţia instrumentului, dar adeseori chiar izolaţia externă a condensatorului (de pildă, la cele ceramice) ne poate „încurca" în acest caz.



2

O metodă simplă şi sigură de testare a condensatoarelor nepolarizate cu capacitatea orientativ între 100 pF şi 1 μF este sugerată în figura 2. La bornele „fixe" A"—B" se conectează condensatorul de verificat, Cx, care este apoi plasat succesiv într-o poziţie şi celalaltă, prin acţionarea comutatorului inversor de polaritate, K, între bornele A'—B' ale adaptorului din figura 1. Descărcarea şi reîncărcarea condensatorului în sens opus, la fiecare acţionare a lui K (păstrînd acelaşi sens al curentului prin instrumentul indicator) dublează astfel „rezoluţia" testerului, iar atingerea cu mîna a condensatorului sau a bornelor de conexiune la el nu mai este necesară.

CONVERTOR TV

EDOUARD GORA

Montajul este de tip cu oscilator separat şi mixer, iar din punct de vedere electric masa este negativă.

Caracteristici

Frecvenţa de intrare: 470 MHz — 500 MHz

Frecvenţa oscilatorului: 560 MHz ± 10 MHz

Frecvenţa intermediară: 60 MHz — 90 MHz

Amplificarea în mixer: ≥ 15 dB

Atenuarea frecvenţei imagine: ≥ 10 dB

Zgomotul propriu: ≤ 10 dB.

Funcţionare

Oscilatorul local, de tip Colpitts, cu priză capacitivă în emitor, furnizează semnal prin condensatorul de 1,8 pF grilei G2 a tetrodei. Pe grila G1 soseşte semnalul dorit. Inductanţa L1 este semivariabilă în limite extrem de mici, şi acelea efectuate la un acord final. Din potenţiometrul semireglabil de 40 kΩ se stabileşte regimul de lucru al tetrodei astfel ca tensiunea grilei G2 cu semnal să fie 3,5 V.

Pe drenă sosesc mixate cele două frecvenţe cu diferite armonici, dar filtrul FTJ rejectează semnalele cu Fo ≥ 100 MHz.

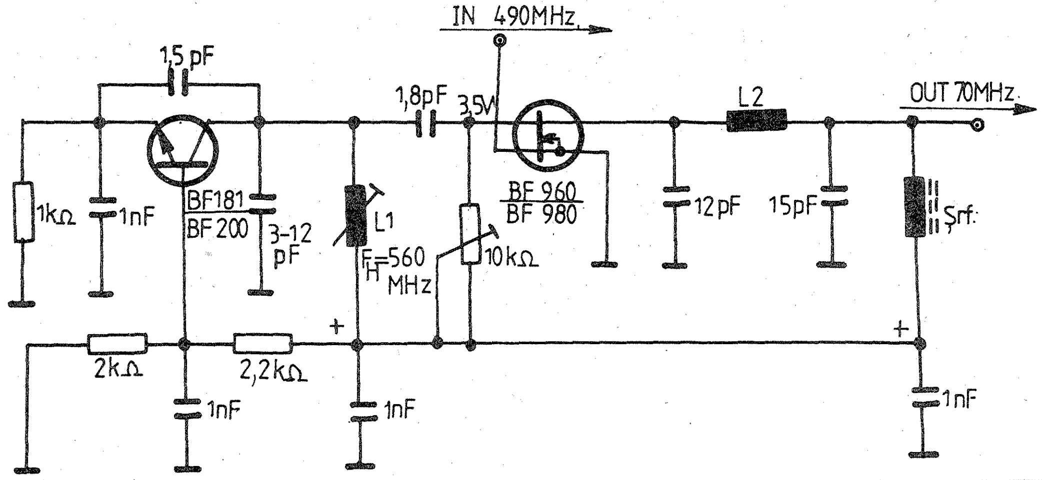
Alimentarea cu 12 V, efectuată prin cablul de ieşire, poate proveni fie de la baterii, fie de la un stabilizator adecvat.

Date constructive

L1 — 2 spire Ø 3, cu sîrmă CuEm Ø 0,1 mm;

L2 — 15 spire, idem L1;

L3 — 20 de spire pe ferită Ø 3 mm, cu CuEm Ø 0,5 mm (miez de MF).



FOTOTRADUCTOR

VIOREL BUHOI, Ploieşti

Schema propusă în figura 1 este deosebit de simplă, scopul ei fiind acela de a acţiona un releu la dispariţia iluminării unui fototranzistor. Tensiunea de alimentare a montajului este de 12 V, ca de altfel şi tensiunea de lucru a releului. Logica după care funcţionează schema este următoarea: în condiţiile unei iluminări a fototranzistorului, acesta este deschis, îl deschide şi pe tranzistorul de comandă (tip BC107, BC171, BC237 sau oricare alt echivalent) şi acesta anclanşează releul. De aici rezultă necesitatea utilizării unui releu cu contactele normal deschise. Rolul diodei D1 = 1N4001, montată antiparalel pe releu, este acela de a proteja tranzistorul de comandă împotriva tensiunii induse de înfăşurarea bobinei. În momentul încetării iluminării fototranzistorului, acesta se închide, ceea ce antrenează declanşarea releului. Ca un exemplu, în acest caz se poate alimenta o sirenă, ca aceea din figura 2, care realizează semnalizarea sonoră. Bineînţeles că se pot imagina o multitudine de utilizări, în funcţie de fantezia fiecarui constructor.

În cazul în care nu se dispune de un releu de 12 V, ci de unul de 6 V, se procedează astfel: se măsoară curentul care circulă prin bobina releului de 6 V în condiţii de alimentare normală (+6 V); sa-l notăm Ir. Se determină valoarea rezistenţei R care trebuie inseriata cu releul cu urmatoarea formulă:

$$E = U_r + RI_r$$

unde E = tensiunea de alimentare egală cu 12 V

U_r = 6 V (tensiunea de lucru a releului)

deci:

$$R = \frac{E - U_r}{I_r} = \frac{12\,V - 6\,V}{I_r} = \frac{6\,V}{I_r}$$

RADIORECEPTOR CU TRANZISTOR MOS

Ing. KAZIMIR RADVANSKI

Recepționarea în bune condiții a posturilor de radiodifuziune din gama undelor medii se poate realiza cu ajutorul radioreceptorului cu amplificare directă, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1.

Partea de radiofrecvență se compune dintr-un circuit oscilant L—Cv, un etaj de amplificare în RF realizat cu un tranzistor MOS—TEC și un circuit de detecție cu dublare de tensiune.

Partea de audiofrecvență este realizată cu ajutorul unui amplificator operațional βA741, care asigură o amplificare pronunțată, audiția făcîndu-se într-un difuzor adaptat printr-un transformator de ieșire.

Cu ajutorul rezistorului semireglabil R2 se stabilește punctul de funcționare al tranzistorului T1, iar cu ajutorul lui R6 nivelul de audiție.

Bobina L se realizează pe o bară de ferită circulară cu lungimea de minimum 12 cm și conține un număr de 65 de spire realizate cu liță de radiofrecvență sau conductor CuEm Ø 0,1 mm. Utilizînd un condensator variabil avînd capacitatea maximă de 500 pF, se acoperă domeniul de frecvență 525—1 500 kHz.

Transformatorul de ieșire Tr se realizează pe un pachet de tole miniatură cu secțiunea de 0,24 cm², înfășurarea primară are un număr de 1 200 de spire, bobinate cu sîrmă CuEm Ø 0,05 mm, iar secundarul are un număr de 95 de spire bobinate cu sîrmă Ø 0,25 CuEm. Difuzorul utilizat este de tip miniatură, cu impedanța de 5 Ω.

Alimentarea se face cu o tensiune de 9 V la baterii, consumul montajului fiind sub 10 mA.

În figura 2 este prezentată schema electrică de principiu a unui radioreceptor cu reacție capabil să recepționeze posturile de radiodifuziune și radioamatori din gama de unde scurte.

Primul etaj îl constituie un detector cu reacție avînd ca element esențial un tranzistor MOS—TEC, la care prin modificarea potențialului electric aplicat pe grila G2 se obține variația reacției. Totodată, prin cuplajul mutual dintre bobina de acord L1 și cea de reacție L2, se îmbunătățește selectivitatea montajului.

Semnalul de audiofrecvență este cules printr-un filtru trece-jos și aplicat celui de-al doilea etaj, un amplificator de audiofrecvență de putere realizat cu circuitul integrat TBA790T.

Cu ajutorul potențiometrului R2 se dozează reacția, iar prin R6 volumul audiției.

Alimentarea cu energie se realizează de pe rețeaua de 220 V c.a. prin intermediul unui stabilizator de tensiune, consumul maxim fiind de 80 mA.

Bobinele se realizează pe o bară de ferită: L2 se bobinează pe un manșon de carton astfel încît să poată culisa de-a lungul barei. Datele sînt: L1 — 6 spire liță 10 x 0,05, iar L2 — 3 spire din același tip de conductor.

Bobina de șoc se realizează pe o carcasă cu diametrul de 6 mm, prevăzută cu miez, avînd un număr de 50 de spire bobinate cu sîrmă Ø 0,1 mm CuEm.

Acordul brut se realizează prin condensatorul variabil CV, iar cel fin prin CF.

Gama de frecvență recepționată este între 3,5 MHz și 11,5 MHz.

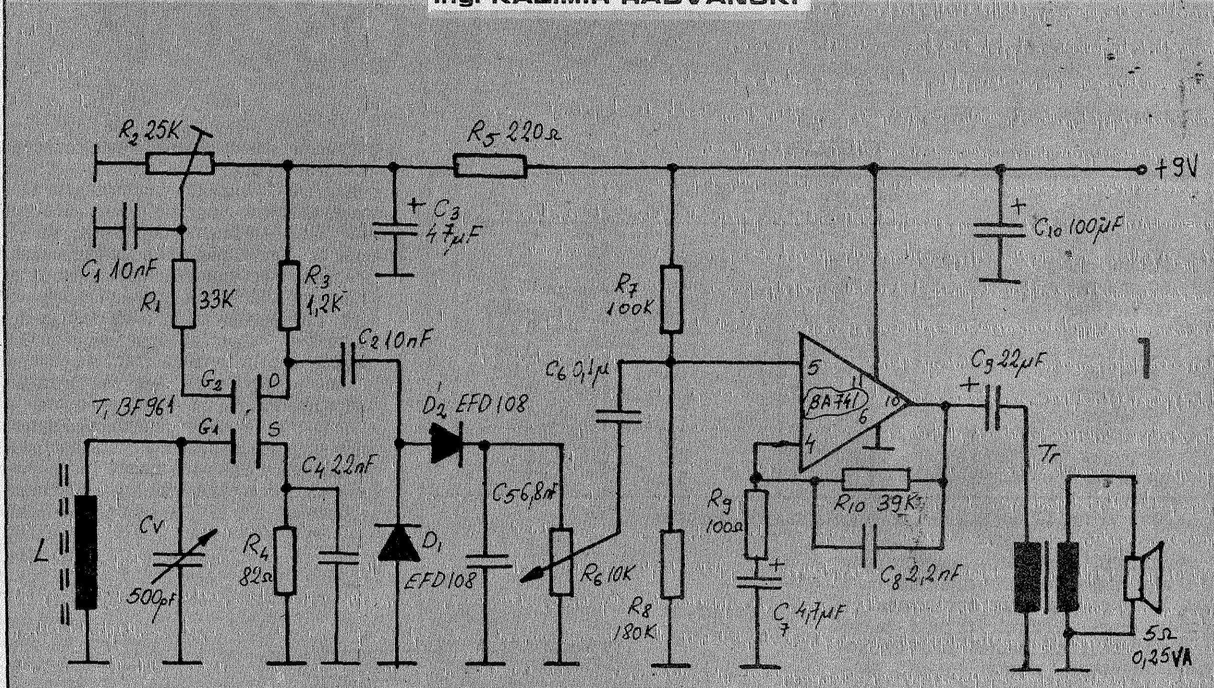
Distanța dintre cele două bobine se determină experimental pentru a obține o selectivitate maximă. Se recomandă utilizarea unei antene exterioare bine degajate.

Ambele montaje au fost experimentate cu tranzistorul BF961, dar se pot folosi și alte tipuri de tranzistoare din familia MOS—TEC.

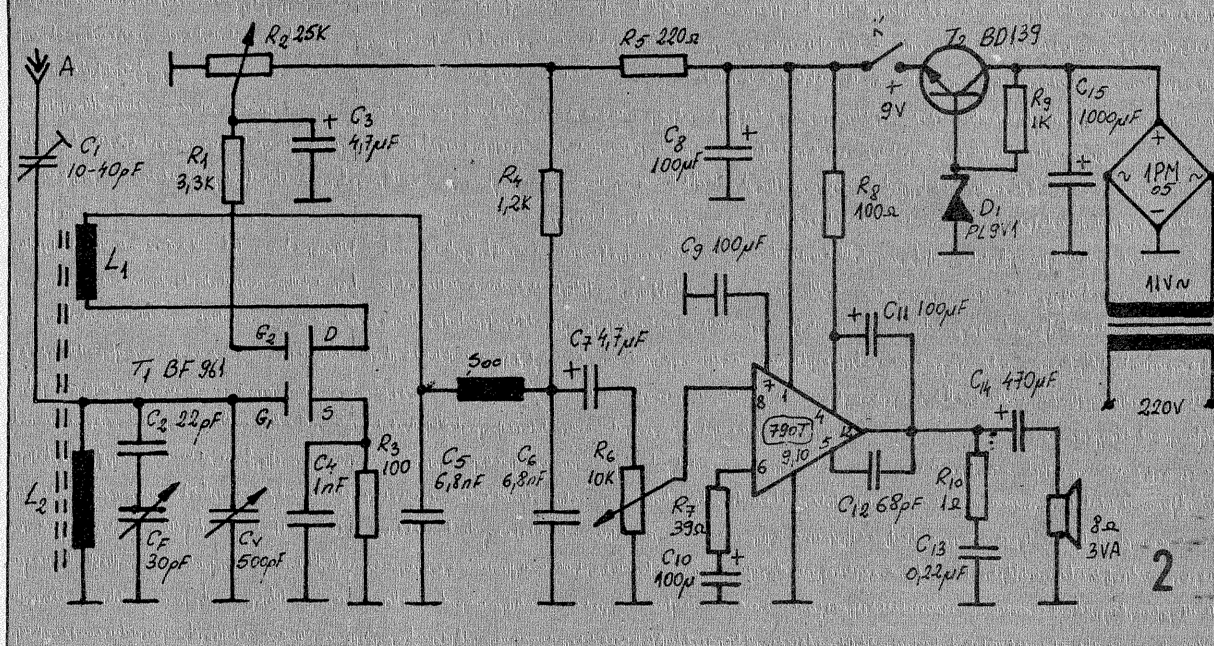
BIBLIOGRAFIE:

Colectiv — „Radiorecepția A—Z" — Ed. Albatros, București, 1982;

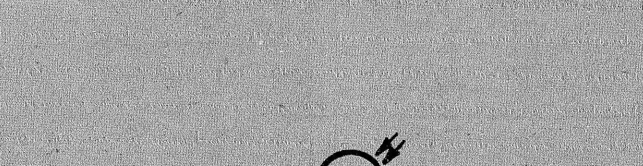
Ilie Mihăescu — „Montaje electronice", Ed. Albatros, 1982.



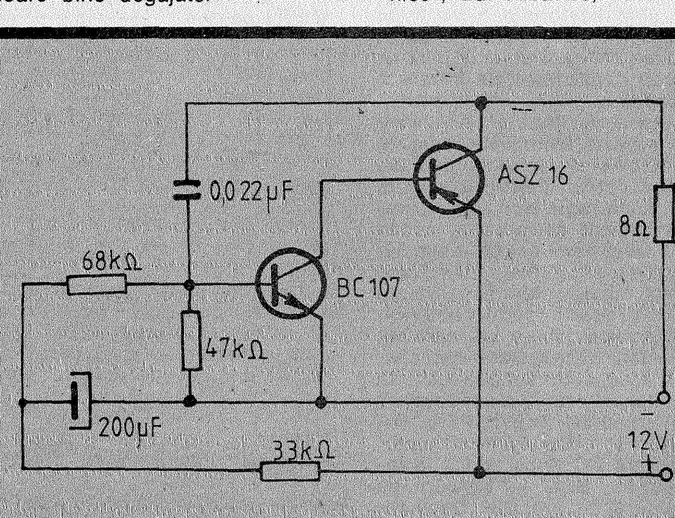
1



2



1



2

OSCILOSCOP

AURELIAN LĂZĂROIU
CĂTĂLIN LĂZĂROIU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

TABELUL 1

POZIȚIA	R1 (MΩ)	R2 (kΩ)	C3 (nF)
10 mV/div	—	—	—
20 mV/div	0,51	1 040	—
50 mV/div	0,75	230,7	0,022
100 mV/div	0,91	112,5	0,068
200 mV/div	1,0	55,5	0,15
500 mV/div	1,0	20,8	0,39
1 V/div	1,0	10,2	0,82
2 V/div	1,0	5,05	1,5
5 V/div	1,0	2,0	4,7
10 V/div	1,0	1,0	10
20 V/div	1,0	0,5	15
50 V/div	1,0	0,2	47

Observație : C3 se tatonează în jurul valorii indicate.

Avantajul atenuatorului adoptat, din mai multe variante posibile, constă în folosirea unui comutator cu numai două secțiuni. În plus, eventualele erori de reglaj sau decalibrări afectează numai treapta asociată divizorului dereglat, spre deosebire de alte tipuri de atenuatoare, la care eroarea devine cumulativă și repetitivă, prin „propagare" la alte trepte. Rezistoarele folosite în atenuator vor avea toleranța de maximum 1%, iar condensatoarele vor fi termostabile. Rezistoarele vor fi selectate cu un ohmmetru digital din serii standard (dată fiind dispersia mare) sau se vor folosi rezistoare cu peliculă metalică cu valoarea indicată. Se poate recurge și la legări serie sau paralel.

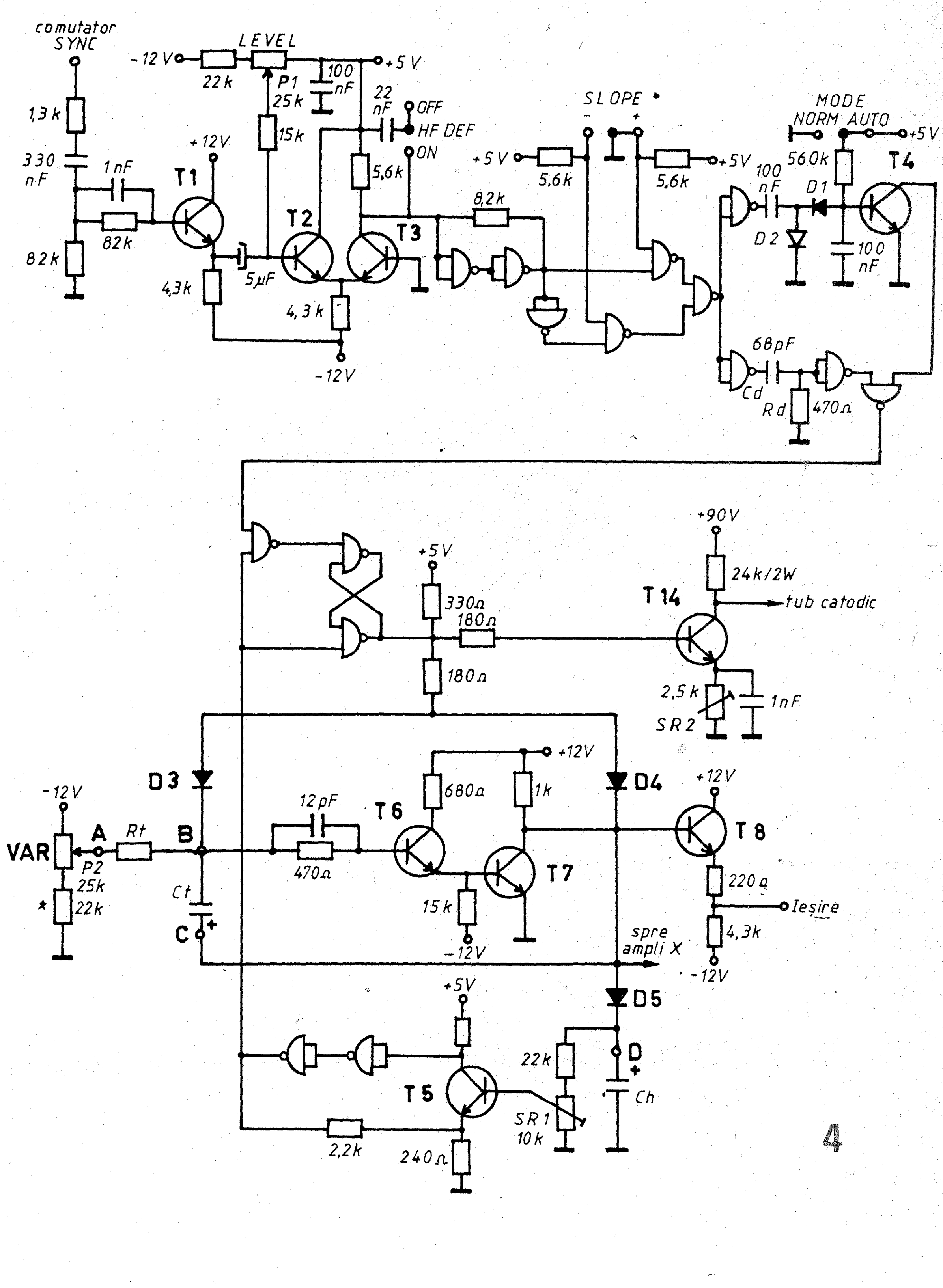
Comutatorul este de tip rotativ, cu 12 poziții și 2 secțiuni. Se va folosi un comutator de bună calitate, atît în ce privește mecanica acestuia, cît și modul de realizare a contactelor. Aceste precizări sînt utile și pentru comutatorul din baza de timp. Cele două comutatoare constituie elementele de control din osciloscop asupra cărora se acționează în permanență. Se insistă asupra unui mecanism adecvat al comutatoarelor, cu treceri ușoare, dar ferme de la o poziție la alta. În caz contar, manipularea devine dificilă și poate influența negativ funcționarea osciloscopului datorită șocurilor mecanice.

Toate componentele atenuatorului se vor ecrana într-o cutie din tablă de aluminiu cu grosimea de 1,0...1,5 mm. În peretele superior al cutiei vor fi prevăzute orificii pentru acces la condensatoarele semireglabile, în vederea reglajelor. Conexiunea între intrarea atenuatorului și mufa BNC va fi cît mai scurtă, ceea ce impune plasarea, în imediata apropiere a atenuatorului, a mufei și a celor două comutatoare de intrare **COUPL** și **SEL**. De asemenea, conexiunea între ieșirea atenuatorului și intrarea amplificatorului Y va fi cît mai scurtă. Se poate evita în acest fel folosirea cablului ecranat care ar putea mări capacitatea de intrare a osciloscopului.

Reglarea atenuatorului se va face după ce au fost definitivate reglajele tuturor celorlalte blocuri funcționale ale osciloscopului. Pentru a asigura corectitudinea reglajelor atenuatorului, este indicat ca acestea să se facă prin observare directă pe ecranele osciloscopului. Mai întîi se face verificarea raporturilor de divizare ale treptelor atenuatorului, determinate de corectitudinea cu care au fost selectate rezistoarele din divizoare. În acest scop se face mai întîi axarea trasei prin intermediul **Y POS**, cu comutatorul **COUPL** în poziția **GND.** Se trece apoi comutatorul în poziția **DC** și se aplică la intrare — mufa BNC — tensiuni de c.c., reglabile cu precizie. Dacă rapoturile de divizare sînt corecte, numărul diviziunii la care se deplasează trasa înmulțit cu indicația corespunzătoare poziției pe care se află comutatorul **VOLTS/div** va fi egal cu tensiunea aplicată la intrare. Urmează reglajul cel mai important, și anume cel în c.a., care vizează, de fapt, compensarea în frecvență a divizoarelor. Comutatorul de intrare rămîne tot în poziția **DC.** Se aplică la mufa BNC un semnal perfect dreptunghiular cu frecvența de 1 kHz și amplitudine reglabilă. Pe fiecare poziție în parte a atenuatorului se reglează condensatorul C2, eventual se tatonează valoarea condensatoarelor C1 și C3 în așa fel încît forma semnalului dreptunghiular vizualizat pe ecran să nu fie afectată de supracompensări sau decompensări (mai precis, palierele să fie racordate la fronturi printr-un unghi drept; nu se admit rotunjiri și vîrfuri la locul de racordare).

În final, se impune și o verificare a liniarității de transfer, pe toate treptele atenuatorului, în domeniul de frecvență pînă la cca 4 MHz; această verificare se face cu semnal sinusoidal.

AMPLIFICATORUL Y are rolul de a amplifica semnalul aplicat la intrare pînă la o valoare suficientă pentru vizualizarea corectă a acestuia, pe ecranul tubului catodic. Am-



4

plificatorul este cuplat în c.c., simetric, cu etaj de intrare diferențial, realizat cu FET-dual (figura 3). Simetria amplificatorului și folosirea tranzistoarelor FET-dual asigură un drift extrem de redus. Drept urmare, deplasarea imaginii pe ecran, datorită variațiilor de temperatură și tensiunii de alimentare, este neglijabilă (cca 2 mm în primele 10 minute de funcționare).

Amplificatorul are trei etaje. Primul etaj este un adaptor de impedanță realizat cu FET-urile T1 și T2, montate ca repetoare pe sursă. Tensiunea aplicată suplimentar pe poarta tranzistorului T2, prin intermediul potențiometrului P1 — **Y POS** —, se folosește pentru deplasarea imaginii pe verticală. Al doilea etaj lucrează ca amplificator inversor de bandă largă, cu rezistență de ieșire mică. Este realizat cu tranzistoarele T3, T5 și T4, T6. Potențiometrul semireglabil SR2 stabilește cîștigul total al amplificatorului Y. Potențiometrul P2 — **VAR** — modifică cîștigul amplificatorului cu +4 dB față de poziția **CAL**. Etajul final, realizat cu tranzistoarele T7 și T8, asigură o tensiune de ieșire cu excursie adaptată la necesitățile deflexiei pe verticală. În circuitul etajului final este conectată și o rețea de corecție pentru reglarea caracteristicii de frecvență. În această rețea, grupul format din condensatorul de 150 pF și rezistorul de 47 Ω influențează frecvențele înalte, semireglabilul SR6 și condensatorul serie influențează frecvențele medii, iar frecvențele joase (inclusiv amplificarea în c.c.) sînt influențate de SR5. Punctul de lucru, comun celor două tranzistoare finale, este stabilit de semireglabilul SR4.

Amplificatorul Y se montează în apropierea tubului catodic în așa fel încît conexiunile dintre amplificator și plăcile de deflexie să fie cît mai scurte și neecranate.

Diodele D1 și D2 sînt de tip 1N4148, iar D3 și D4 sînt diode Zener PL5V6Z. Tranzistoarele T1 și T2 sînt de tip FET cu canal N, realizate monolitic; ele pot fi 2N3955, 2N5545 (ICCE) sau E402, 2N5196. Pot fi folosite și FET-uri sau MOSFET-uri discrete cu punct de lucru cît mai apropiat. Tranzistoarele T3, T4, T5, T6 vor fi de tip BC107 sau BC171B. Tranzistoarele finale sînt de tensiune înaltă, tip BF258 sau BF458, montate pe radiatoare mici.

Reglarea amplificatorului Y se face întîi în c.c. În acest scop, se pun comutatorul **COUPL** în poziția **GND** și potențiometrul **Y POS** în poziție mediană. Prin intermediul semireglabilului SRL se axează trasa pe linia centrală a reticulului. Se stabilește regimul de lucru în c.c. al tranzistoarelor T5, T6 prin reglarea lui SR3 pînă la obținerea tensiunii de + 7 V pe colectorul acestor două tranzistoare. Apoi, prin intermediul semireglabilului SR4, se reglează tensiunea pe colectorul tranzistoarelor finale T7 și T8, la aproximativ 50 V. Pentru reglarea caracteristicii de frecvență, se trec comutatorul **COUPL** în poziția **DC** și comutatorul **VOLTS/div** în poziția **10 mV** (ceea ce înseamnă excluderea oricărui divizor la intrare) și se aplică la intrare impulsuri perfect dreptunghiulare cu frecvența de 100 kHz și 1 MHz, cu amplitudinea de 20—60 mV/vv. Pentru început, cu semnal de 100 kH la intrare, se reglează semireglabilul SR5 pentru ca forma semnalului dreptunghiular să nu fie afectată. Se mărește frecvența semnalului de intrare la 1 MHz și se reglează SR6 pentru păstrarea formei dreptunghiulare. Se aplică din nou 100 kHz și se fac eventuale retușuri.

În final se reglează sensibilitatea amplificatorului Y. Mai întîi se pune potențiometrul P2 — **VAR** — în poziția **CAL** (corespunzătoare valorii maxime a potențiometrului) și se trece comutatorul **VOLTS/div** în poziția **0,5 V.** Se aplică la intrarea osciloscopului un semnal dreptunghiular cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 1 Vvv. Se reglează SR2 pînă cînd semnalul dreptunghiular se încadrează fix între două diviziuni.

Dat fiind faptul că amplificatorul este cuplat în c.c., reglajele se interinfluențează. Din acest motiv este indicată reluarea tuturor măsurătorilor și reglajelor de cîteva ori.

BLOCUL DE DEFLEXIE ORIZONTALĂ

Acest bloc este format din următoarele etaje componente: generatorul impulsurilor de declanșare, baza de timp și amplificatorul X. Includem în acest bloc și amplificatorul de stingere pentru că el lucrează corelat cu baza de timp.

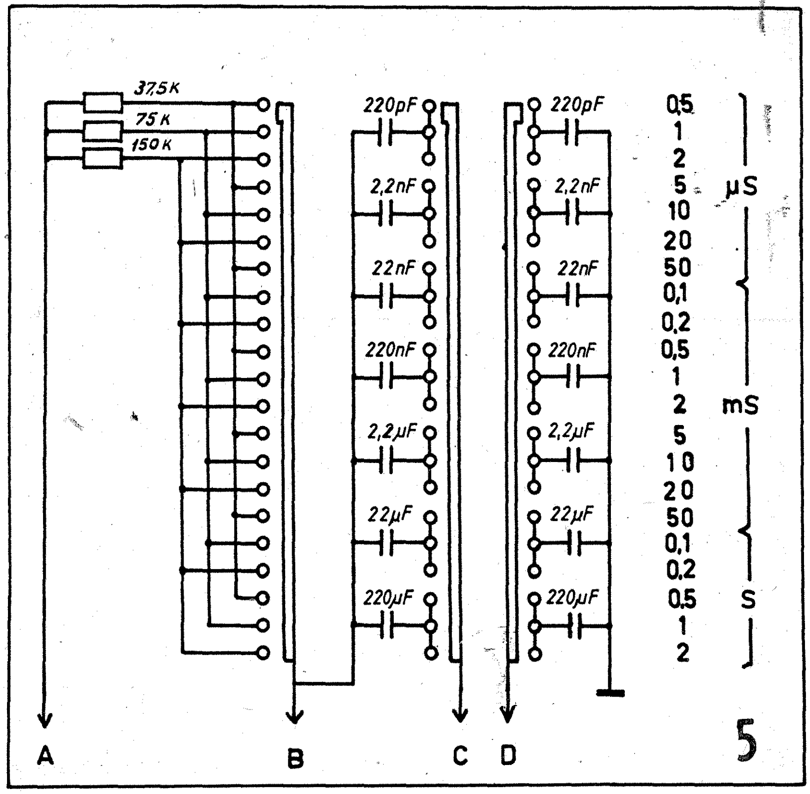
Generatorul impulsurilor de declanșare formează semnalul de sincronizare pentru declanșarea bazei de timp. În acest scop, dintr-un punct de joasă impedanță al amplificatorului Y se ia semnal care se aplică la intrarea generatorului. Semnalul de sincronizare poate proveni și de la vobulator sau din exterior. Practic, generatorul este format dintr-un comparator, un circuit Schmitt și circuitul de declanșare automată a bazei de timp (vezi partea de sus a figurii 4).

Prin intermediul inversorului de intrare, realizat cu tranzistorul T1, semnalul de sincronizare este aplicat comparatorului format din tranzistoarele T2 și T3, în care se realizează o limitare în scopul îmbunătățirii sincronizării. Nivelul de limitare este reglabil cu potențiometrul P1 — **LEVEL** — prin intermediul căruia se selectează punctul (din evoluția semnalului vizualizat) în care se face declanșarea bazei de timp. În paralel pe rezistența de sarcină a comparatorului se poate cupla un condensator, prin intermediul comutatorului HF DEF. În acest fel, semnalul este integrat cu o constantă de timp de 0,1 ms, avînd ca efect îmbunătățirea condițiilor de sincronizare în prezența unui semnal de înaltă frecvență suprapus semnalului analizat.

De la ieșirea comparatorului, semnalul se aplică unui circuit Schmitt realizat cu două porți NAND, în care se formează impulsuri dreptunghiulare bine definite, necesare prelucrărilor ulterioare în circuite TTL. Ieșirea circuitului Schmitt este urmată de un inversor cu o poartă NAND, ceea ce face ca semnalul de sincronizare să fie disponibil cu ambele polarități. După selecția uneia dintre aceste polarități prin intermediul comutatorului **SLOPE,** semnalul este derivat în circuitul RdCd, obținîndu-se un impuls de declanșare foarte îngust, corespunzător frontului pozitiv sau negativ al semnalului inițial de sincronizare. Ca și limitarea din comparator, această derivare a semnalului îmbunătățește mult sincronizarea. Pentru asigurarea funcționării bazei de timp cu sau fără semnal de sincronizare, atît în regim **AUTO** cît și **NORM,** în componența generatorului de declanșare există și un detector de impulsuri realizat cu tranzistorul T4. Impulsurile înguste de declanșare obținute prin derivare și impulsurile de la ieșirea detectorului sînt aplicate printr-un sumator logic unui circuit bistabil care controlează generatorul de rampă liniara. La ieșirea sumatorului, atît în regim **AUTO** cît și **NORM,** în prezența semnalului de sincronizare apar impulsuri înguste de declanșare cu nivel H. În absența semnalului de sincronizare, în regim **AUTO,** la ieșirea sumatorului este permanent nivel H, iar în regim **NORM** este permanent nivel L.

Tranzistoarele T2 și T3 folosite în comparator sînt tranzistoarele de comutație de tip ROS525 (ICCE). Tranzistoarele T1 și T4 sînt BC107B sau BC171B. Diodele D1 și D2 sînt diode de comutație 1N4148. Cele trei comutatoare sînt de tip CONECT cu 2x2 poziții.

Generatorul impulsurilor de declanșare nu are nevoie de reglaje. Dacă în timpul folosirii osciloscopului se constată că sincronizarea nu funcționează satisfăcător și nu se menține stabilă pînă la niveluri reduse (un sfert de diviziune), se va acționa în sensul măririi semnalului la intrarea generatorului de impulsuri.



Baza de timp este formată din generatorul de rampă liniară și circuitele asociate de control (vezi partea de jos a figurii 4). Semnalul rampă liniară este generat de un integrator Miller, format dintr-un amplificator inversor (realizat cu tranzistoarele T6 și T7) și elementele de temporizare. Integratorul este controlat de circuitul bistabil RS (realizat cu trei porți NAND) și un circuit Schmitt (realizat cu două porți NAND și tranzistorul T5). În starea inactivă a generatorului bazei de timp (cînd spotul tubului catodic se află în stînga ecranului), la ieșirea $\overline{Q}$ a circuitului bistabil RS este nivel H. În această situație, diodele D3 și D4 sînt în stare de conducție, condensatorul de temporizare Ct este scurtcircuitat, iar la ieșirea integratorului tensiunea este nulă. La apariția impulsului de declanșare, la ieșirea $\overline{Q}$ nivelul trece în L, condensatorul Ct începe să se încarce, iar tensiunea la ieșirea integratorului începe să crească. (Viteza de creștere a rampei este determinată de valoarea capacității Ct, a rezistenței Rt și de poziția potențiometrului P2 — **VAR.**) În același timp are loc și încărcarea condensatorului auxiliar Ch, prin dioda D5. După atingerea unei valori prestabilite, fixată prin intermediul semireglabilului SR1 din baza tranzistorului T5, circuitul Schmitt basculează, forțînd bistabilul RS. Ieșirea $\overline{Q}$ trece înapoi în stare H. Condensatorul de temporizare se încarcă rapid prin dioda D3. Simultan, dar ceva mai lent, se încarcă și condensatorul auxiliar. Atîta timp cît tensiunea pe condensatorul auxiliar nu atinge valoarea prestabilită, circuitul Schmitt nu poate bascula și bistabilul RS rămîne anulat, așa încît nici un impuls de declanșare ulterior nu poate activa bistabilul RS. Intervalul de timp de la sfîrșitul rampei pînă la sfîrșitul anulării bistabilului RS este definit ca timp HOLD OFF (necesar pentru a permite încărcarea condensatorului auxiliar într-un timp dat). Controlul HOLD OFF este asigurat de semireglabilul SR1 și este util pentru stabilizarea imaginii în timpul vizualizării semnalelor cu formă de undă complexă.

Tensiunea de ieșire a generatorului bazei de timp este disponibilă prin repetorul realizat cu tranzistorul T8, pentru controlul vobulatorului sau comutatorului electronic.

Cele 15 porți NAND folosite în generatorul impulsurilor de declanșare și în baza de timp provin din patru C.I.—7400 (CDB400). Fiecare C.I. va avea conectate, direct pe terminalele 7 și 14, condensatoare ceramice de 47—100 nF. Diodele D3, D4 și D5 sînt de tip 1N4148. Tranzistoarele T6, T7 și T8 sînt de tip BC107B sau BC171B. Tranzistorul T5 este de comutație, de tip ROS525. Comutatorul bazei de timp este rotativ, cu 21 de poziții și trei secțiuni. Pentru utilizări curente în practica amatorilor, se poate renunța la cinci trepte (trei de jos și două de sus) ale bazei de timp, folosind un comutator cu mai puține poziții. Recomandările făcute pentru comutatorul folosit în atenuatorul de intrare sînt valabile și aici. Condensatoarele și rezistoarele din baza de timp (Ct, Ch, Rt) vor fi lipite direct pe comutator. Condensatoarele vor fi selectate cu toleranță de maximum 2%, iar rezistoarele cu maximum 1%. Pentru asigurarea treptelor bazei de timp în succesiune 1—2—5, conectarea condensatoarelor Ct, Ch și a rezistoarelor Rt se va face ca în figura 5.

Pentru reglarea bazei de timp se trece comutatorul **MODE** în poziția **AUTO** și se pune comutatorul **TIME/div** pe poziția **1ms.** Se cuplează un osciloscop pe colectorul tranzistorului T7 și se reglează semireglabilul SR1 pînă cînd tensiunea vîrf-vîrf a rampei liniare va fi de aproximativ 8 V. Această măsurătoare se poate face și cu un voltmetru universal, dar în acest caz comutatorul **TIME/div** se pune în poziția **1s,** pentru ca voltmetrul să poată urmări evoluția rampei. Se trece la verificarea funcționării bazei de timp, treaptă cu treaptă. Orientativ, perioada semnalului generat de baza de timp pe poziția **2s/div** este de aproximativ 17,5 s, iar frecvența aceluiași semnal pe poziția 0,5 μs/div este de cca 120 kHz. Etalonarea corectă a bazei de timp este asigurată dacă prin acționarea comutatorului **TIME/div,** frecvența generată se va modifica în raport 1—2—5, cu abateri de maximum 10%. Dacă abaterile sînt mai mari, ele vor fi corectate fie din condensatoarele Ct, fie din rezistoarele Rt, în funcție de periodicitatea repetării lor. Pe una dintre trepte, de exemplu **10** μs/div, se verifică prin acționarea potențiometrului P2—**VAR** —, dacă se obține o variație de frecvență în raport de 2:1 față de poziția **CAL.**

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

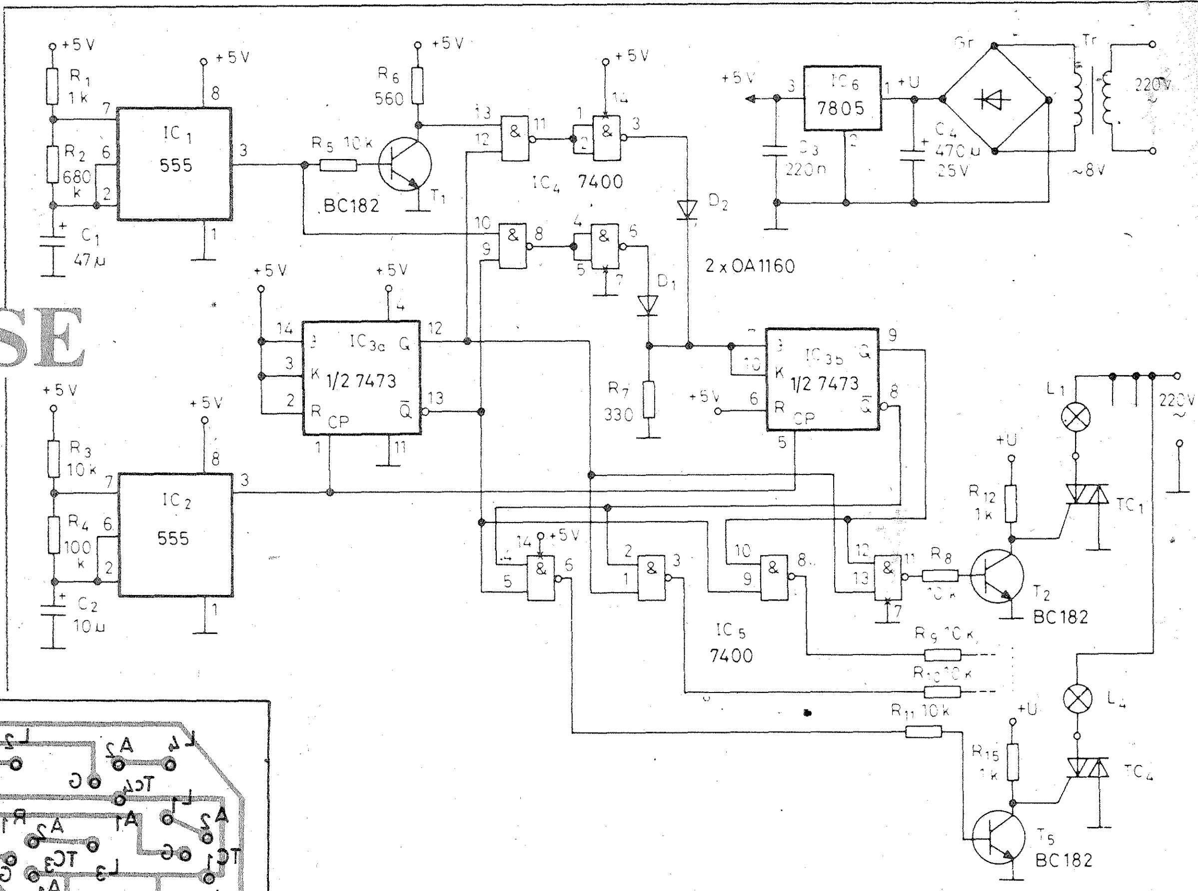
EFECTE LUMINOASE

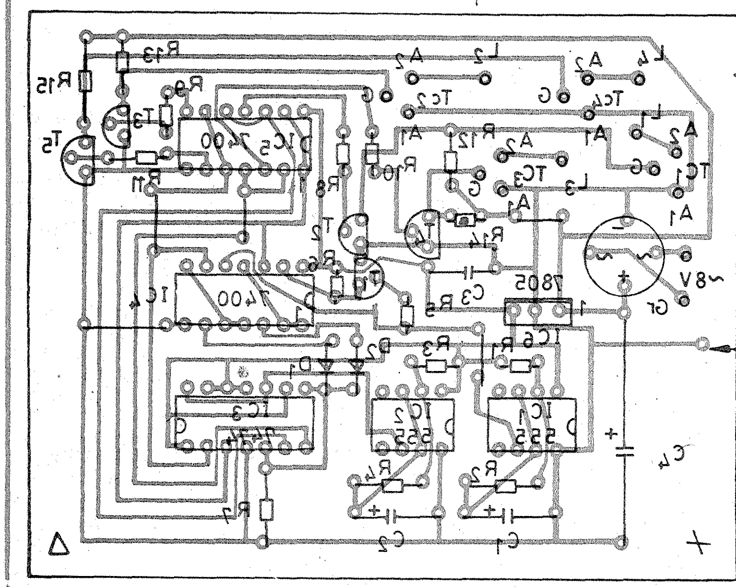
După cum este recomandat de autor, montajul prezentat realizează efecte luminoase de deplasare cu patru becuri alimentate la tensiunea de rețea.

Schema electrică are la bază două oscilatoare cu frecvențe diferite ce conțin circuitele 555. Generatorul de tact (de aprindere a becurilor) este IC2. Generatorul IC1 comandă o serie de porți NAND din circuitul IC4 (CDB400), care prin intermediul circuitului bistabil CDB473 stabilesc viteza de deplasare și timpul de aprindere.

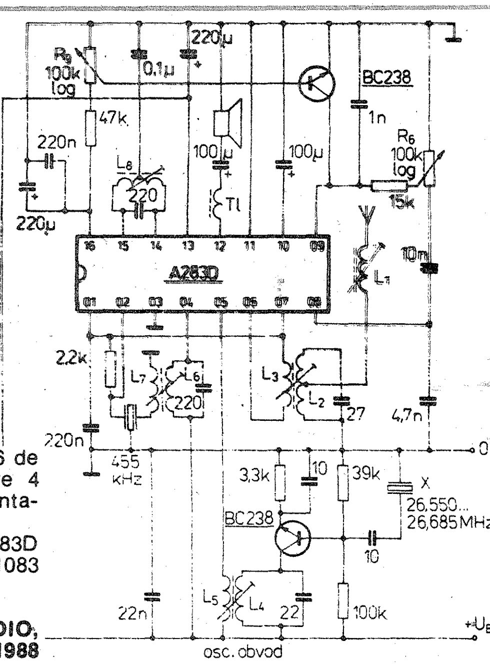
Becurile vor fi dimensionate ca putere funcție de tipul triacelor utilizate. Transformatorul va trebui să asigure o putere de 10 W.

RADIOTECHNIKA, 3/1991





Rx-27 MHz



Receptorul lucrează cu modulație AM pe canal fix și are ca element de bază circuitul integrat A283D.

Montajul se pretează foarte bine a fi utilizat într-un sistem de radiocomunicații tip radiotelefon, fiindcă atît oscilatorul local cît și frecvența intermediară sînt determinate de elemente piezoceramice.

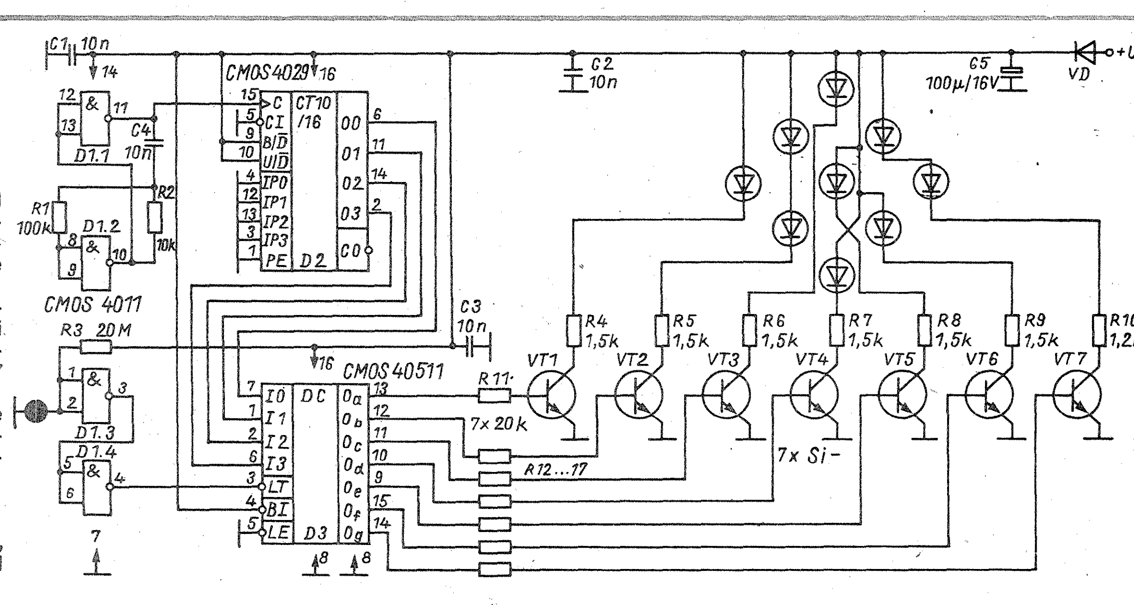
Frecvența oscilatorului local este cuprinsă între 26,550 MHz și 26,685 MHz, deci se pot recepționa 27,005 MHz — 27,140 MHz. Bobinele din receptor au următoarele date constructive: L1 = 3 spire; L2 = 3+4 spire cuplată cu L3 (3 spire); L4 = 8 spire; L5 = 1 spiră. Toate aceste bobine sînt construite din sîrmă CuEm 0,25, pe carcase cu diametrul de 7,5 mm cu miez de ferită.

Bobinele L6 și L7 constituie un transformator FI = 455 kHz (L6 = 154 de spire, L7 = 30 de spire). L8 este un circuit acordat pe 455 kHz, format din două înfășurări 76+76 de spire CuEm 0,08. Șocul T1 are 4 spire pe un tor de ferită. Alimentarea se face cu 9—12 V.

De menționat că circuitul A283D este echivalent cu circuitul TDA1083 Telefunken.

AMATÉRSKÉ RADIO, 2/1988

JOC DE POPICE



În seria jocurilor electronice a aparut și jocul de popice care, în esență, se bazează tot pe semnale aleatoare ce determină o anumită stare a afișajului. Aici afișarea se face cu 9 diode LED ce reprezintă numărul popicelor.

Cu circuitul 4011 (2 porți) se realizează un oscilator al cărui semnal este aplicat numărătorului 4029. Urmează apoi decodorul 40511 care comandă prin intermediul tranzistoarelor tip BC107 aprinderea diodelor.

Cît timp degetul este plasat pe senzor, toate diodele sînt aprinse și cînd se îndepărtează degetul, diodele încep să se stingă, reprezentînd căderea popicelor.

Alimentarea se face cu 12 V.

FUNKAMATEUR, 2/1991

INFIA

„Echipamente INFIA S.R.L." realizează dispozitive pentru scriere/ştergere memorii EPROM.

Comenzile se primesc pe adresa cod 76 600, O.P. Bucureşti 75, C.P. 75—37.

Relaţii la telefon: 90/86 45 53, după ora 19.00.

Firma VALCO „S"

Str. Republicii nr. 27, Făgăraş — 2300, jud. Braşov, tel. 920/12118, execută la preţuri convenabile, pentru constructorii amatori şi îndeosebi pentru radioamatori, cablaje imprimate.

Demultiplicări pentru condensatoare variabile şi potenţiometre, regulatoare electronice de turaţie pentru maşini electrice, precum şi carcase metalice pentru încasetarea montajelor electronice, după dimensiuni standard sau la cererea beneficiarului, puteţi obţine prin telefon 79 71 40/203 la I.T.C., Calea Floreasca nr. 167, Bucureşti.

Nicu Niculescu, Bucureşti,

telefon 10 99 80, vinde întreaga colecţie a revistei „Tehnium".

Precizare. Articolul „Voltohmmetru" publicat în numărul trecut al revistei, la pag. 15, are ca autor pe dl. Emil Străinu din Urziceni, vechi colaborator al redacţiei noastre. Îi cerem şi vă cerem scuze pentru această regretabilă omisiune.

Firma ABAC SOFTWARE

oferă şi montează: instalaţii de recepţie a programelor TV emise prin satelit, elemente componente (L.N.C., antenă parabolică, feedhorn, polarotor, receptor, motor de acţionare, sisteme de prindere polară, decodor), precum şi kit-urile publicate anterior în revistă. De asemenea, pune la dispoziţia dv. un mare număr de componente electronice la preţuri convenabile, cum sînt:

B165 (amplificator operaţional de putere)
A2030 (amplificator audio 16 W)
A223 (=TBA120U, amplificator demodulator FI-MF)
UL1481 (=TBA810S, amplificator audio 5 W)
B3171, B3170 (sursă pozitivă de tensiune reglabilă)
B3370 (sursă negativă de tensiune reglabilă)
C520 (multimetru electronic)
B081 (amplificator operaţional cu JFET pe intrare)
B082, B083 (duble amplificatoare operaţionale cu JFET pe intrare)
B084 (4 amplificatoare operaţionale cu JFET pe intrare)
LF356 (amplificator operaţional cu JFET pe intrare)
B060, B061, B063, B064, B066 (amplificatoare operaţionale cu JFET pe intrare)
A1524 (reglaj de volum balans şi corector de ton)
A4510 (=TDA4510, decodor stereo)
B615D (=TCA315A, amplificator operaţional)
TDA1170S (baleiaj vertical TV)
SAS560, SAS570 (comutatoare senzoriale)
βM393, CLB2711 (comparatoare duble)
TDA1046 (receptor MA)
μA733 (amplificator video)
LM1596 (modulator — demodulator echilibrat)
MMC4081 (4 porţi ŞI cu 2 intrări)
MMC4008 (sumator 4 biţi)
Diode TV18 — 03

Informaţii suplimentare puteţi obţine la redacţia revistei „Tehnium", telefon 18 35 66.

MĂGDĂLINOIU CONSTANTIN, Str. Broşteni, bl. P4A, et. 1, ap. 3, Buzău: **Cumpăr reviste Tehnium** anii 1980 — 1984 şi 1/1991.

EUGEN RĂDUŢ, Str. Dirijorului nr. 8, sc. B, ap. 5, telefon 961/22463, Timişoara: **vînd reviste „Tehnium"** anii 1971—1990 şi **almanahurile „Tehnium" 1982 — 1990.**

SELEA MARIAN, Str. Aviatorilor, bl. 56 A, ap. 2, cod 2675, Petroşani, jud. Hunedoara: **cumpăr reviste şi almanahuri „Tehnium".**

GEORGESCU VIRGIL, Calea Dumbrăvii, bl. 19, sc. C, ap. 34, Sibiu: **cumpăr revistele „Tehnium"** 7—8 şi 10/1990.

PARFENE VICTOR, Str. Bujorului nr. 5, bl. 14, ap. 5, Alba Iulia, jud. Alba: **schimb reviste „Tehnium"** anii 1978—1986 pentru următoarele reviste: 1, 4, 6, 8/1975; 11/1986; 1, 2, 3/1987 şi 1/1988.

JOCKA FLORIN — Bistriţa **Suplimentul „Tehnium"** referitor la construcţia şi exploatarea instalaţiilor pentru produs biogaz a fost publicat în 1985. Dacă doriţi unele amănunte legate de aceste instalaţii, scrieţi-ne la redacţie, dîndu-vă şi adresa exactă pentru a vă putea răspunde acasă.

Redactor-şef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODÂRNAI, ing. C. IVANCIOVICI
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAŞCU

Administraţia: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la imprimeria „Coresi" Bucureşti

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREŞTI, CALEA GRIVIŢEI NR. 64—66.

MID ELECTRONICS

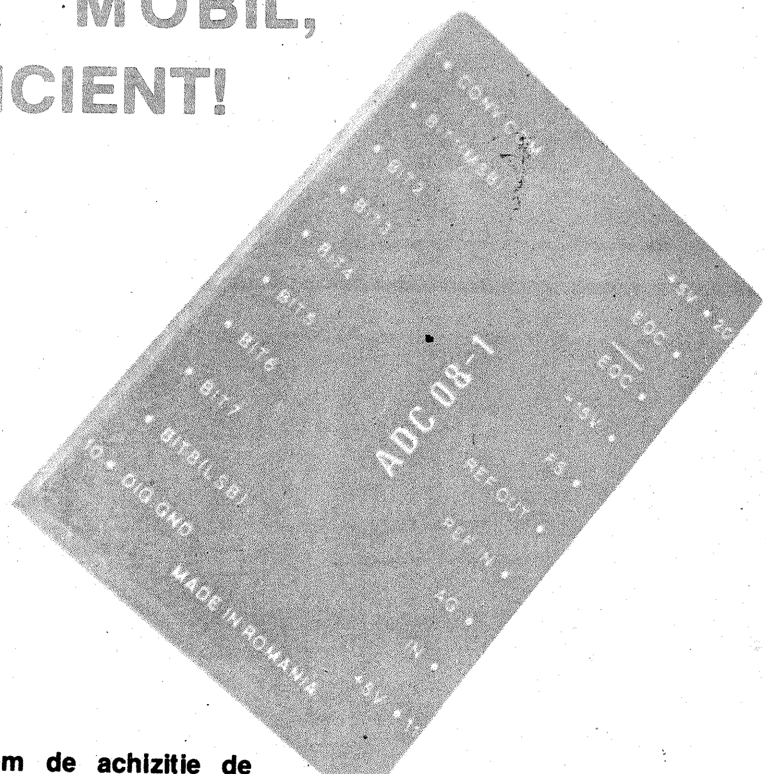
UN PARTENER MOBIL, PROMPT, EFICIENT!

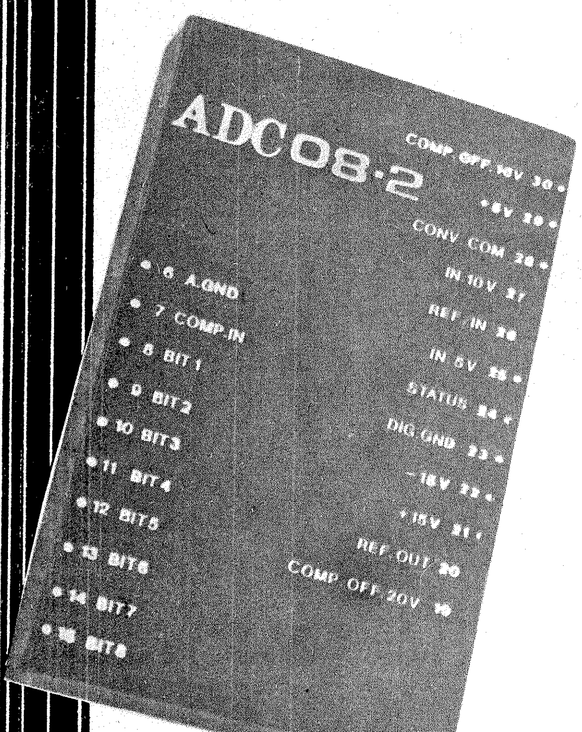
Firma „MID", specializată în echipamente, subansambluri, componente electronice, vă oferă:

— întreaga gamă de componente „Microelectronica", I.C.C.E., I.P.R.S.;

— convertoare analogic-digitale 8 biţi;

— amplificatoare de instrumentaţie cu cîştig programabil (domeniul de amplificare 1-1024);





— sistem de achiziţie de date 8—12 biţi (număr de canale — 8 diferenţiale sau 16 unipolare);

— referinţe de tensiune REF 100 A, B, C, D;

— sistem analogic de ieşire 8 biţi;

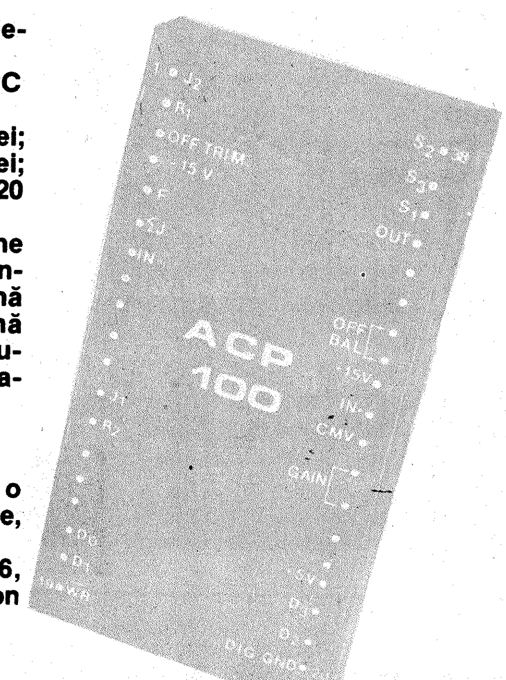
— floppy-disk TEAC DS/SD, 5'25" 13 700 lei;

— dischete DS/DD 125 lei;

— dischete DS/HD 195 lei;

— hard-disk „Kyocera" 20 MB;

— indicatoare de tensiune „IT2" (indică gama de tensiuni 10—400 V; determină tipul curentului; determină polul „+" sau „—" al curentului continuu). Termen de garanţie 6 luni.



În curînd la sediul nostru puteţi găsi o gamă largă de ferite, butoane, carcase, cuarţuri, filtre.

Adresa noastră: Str. N. Titulescu nr. 16, bl. 22, et. 14, ap. 53, sector 1, telefon 59 53 56. Program: orele 11—17.